

ROK I KWIECIEŃ 1946 R. NR 2

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 50 zł

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok I | Kwiecień 1946 | Nr 2

Przegląd zagadnień w budowie odbiorników.

(ciąg dalszy)

Odbiorniki bez przemiany częstotliwości (bezpośrednie) klasyfikuje się w/g ilości obwodów, strojonych, do czego wlicza się, również obwody strojone filtrów wstęgowych. Odbiorniki bezpośrednie dla radiofonii posiadają do 5 obwodów, zaś dla celów radiokomunikacji do 6 obwodów strojonych.

W części wysokiej częstotliwości superheterodyn rozróżnia się obwody wejściowe, mieszające, oscylacyjne i pośrednie. W odbiornikach radiofonicznych czasami rezygnuje się z obwodów wstępnych.

Rozwój hexod mieszających oraz oktod pozwolił uprościć nakładanie, tak że wytworzenie oscylacji oraz ich zmieszanie z odbieranymi sygnałami może być przeprowadzone w jednej lampie. Poza tym nastąpiła zmiana samego przebiegu mieszania. Dotychczas stosowany sposób polegał na tym, że wytworzone oddzielnie oscylacje **fo** doprowadzane były do siatki innej lampy o kwadratowej charakterystyce, do której również były doprowadzane drgania odbierane z anteny **fa.**

(la) $(f_a + f_o)^2 = f_a^2 + 2f_a \cdot f_o + f_o^2$

Iloczyn **2fa.fo** zawiera częstotliwość pośrednią jako wstęgę boczną. Ten rodzaj mieszania nazywamy **mieszaniem sumującym** i, ze względu na wzmocnienie na kwadratowej charakterystyce, mówi się o stopniu mieszającym jako pierwszym detektorze.

W nowoczesnych superheterodynach jako stopień mieszający stosowana jest hexoda, zawierająca układ triody do wytworzenia oscylacji, bądź też oktoda.

Mieszanie następuje przez jednoczesne sterowanie dwóch różnych siatek przez drgania **fa** oraz **fo. Ten rodzaj** mieszania nazywamy **mieszaniem iloczynowym;** iloczyn **fa.fo** zawierający częstotliwość pośrednią powstaje przez podwójne sterowanie prądu anodowego, co zachodziłoby również i przy prostoliniowej charakterystyce. Prąd anodowy hexody jest równy:

$$i_a = S_{\text{anoda — siatka}} \cdot f_a$$

zaś S jest proporcjonalne do napięcia sterującego drugą siatkę, a więc

$$i = c \cdot f_a \cdot f_o$$

Mieszanie sumujące czy też iloczynowe z punktu widzenia częstotliwości pośredniej daje ten sam efekt; różnica zachodzi przy jednoczesnej obecności częstotliwości paru silnych stacyj f_{a1}, f_{a2}, f_{a3}. Przy mieszaniu sumującym wystąpią również iloczyny z f_{a2} i f_{a3}, zaś przy mieszaniu iloczynowym to nie nastąpi.

Jednoczesne stosowanie tej lampy do mieszania i do wytwarzania oscylacji jest możliwe dzięki małej pojemności między siatkami, przez co unika się sprzężeń. Tylko w wypadku bardzo wysokich wymagań co do stałości częstotliwości pośredniej, jak to zachodzić może w odbiornikach radiokomunikacyjnych, są stosowane oddzielne lampy oscylacyjne a nawet dodatkowe lampy separujące.

Należy również zaznaczyć, że przy mieszaniu iloczynowym oddziaływanie wsteczne stosunkowo wysokiego napięcia nakładanego (rzędu 5 — 20V) na obwód wejściowy a więc i antenę jest znacznie mniejsze nawet w układach bez stopnia wstępnego. Zachodzi to na skutek pracy na różne siatki.

W obwodzie pośrednim są stosowane z reguły dwu lub wielostopniowe filtry wstęgowe.

Superheterodyny dzieli się również w/g ilości zmiennych i stałych obwodów strojonych. Oznaczanie to nie jest tak jednoznaczne jak w odbiornikach bezpośrednich, gdyż w superheterodynach o selekcji a zwłaszcza o przeszkodach ze strony innych stacyj (skrośna modulacja i t. p.) decydują obwody strojone przed stopniem mieszają-

ćym. Jest więc bardziej wskazanym podawać oddzielnie ilość obwodów stałych i zmiennych. Jest pożądana dwuobwodowa selekcja wstępna — a więc z oscylatorem — 3 obwody zmienne.

W odbiornikach radiofonicznych w wielu wypadkach ogranicza się do jednego stopnia selekcji wstępnej i zabezpiecza się częstotliwość pośrednią przez specjalny filtr. Superheterodyny z 1939 roku w 60% posiadają dwuobwodową selekcję wstępną.

Stopniowo przechodzi się do coraz wyższej częstotliwości pośredniej. Początkowo stosowano 100 do 130 kc/s ze względu na duże wzmocnienie i strome krzywe rezonansu; jednak ze względu na bliską odległość częstotliwości lustrzanych istnieją wówczas większe możliwości przeszkód. Wraz ze wzrostem znaczenia przeszkód ze strony częstotliwości lustrzanych w wyniku zwiększenia ilości i mocy stacyj nadawczych i wraz z ulepszeniem obwodów strojonych częstotliwość pośrednią przesunięto do 450 — 490 kc/s. W ten sposób w zakresie radiofonicznym częstotliwości lustrzane wypadły w większości wypadków poza zakresem odbioru bądź też w zakresie stacji o słabszej mocy. Jednolita częstotliwość pośrednia jest niezbędna ze względu na łatwość naprawy uszkodzonych odbiorników. Pożądane jest, by umowy międzynarodowe ograniczyły moc stacyj nadawczych pracujących na tej częstotliwości.

Ostatnio w odbiornikach radiofonicznych jest stosowana częstotliwość pośrednia 468 kc/s. Odbiorniki radiokomunikacyjne posiadają częstotliwość pośrednia 500 — 600 kc/s. Dla prostowania wysokiej częstotliwości aż do 1935 — 1936 roku była stosowana detekcja anodowa lub detekcja w obwodzie siatki (audion). Prostowanie zachodzi tu na charakterystyce więcej kwadratowej niż liniowej i z tego też względu przy silniejszych sygnałach należy się liczyć z dużymi zniekształceniami. Układ audionowy posiada następujące zalety:

1. oprócz detekcji lampa wzmacnia,
2. z detekcją może być połączone sprzężenie zwrotne, co zwiększa czułość oraz selekcję odbiornika.

W odbiornikach małych nie da się uniknąć sprzężenia zwrotnego i w odbiornikach jedno i dwuobwodowych jest ono stosowane. W odbiornikach radiokomunikacyjnych, gdzie występowanie zniekształceń nie odgrywa takiej roli jak w odbiornikach radiofonicznych, stosuje się bardzo często detekcję siatkową, jednak należy się i tu liczyć z wprowadzaniem diody. W odbiornikach radiofonicznych zostało wprowadzone **prostowanie diodowe.** Dioda daje przy dostatecznie silnym sygnale wejściowym (od 20 — 30 V) prawie liniowe prostowanie. Prostowanie w przybliżeniu liniowe zachodzi już od 0,3 V wysokiej częstotliwości z możliwością jednak powstawania zniekształceń przy większych głębokościach modulacji.

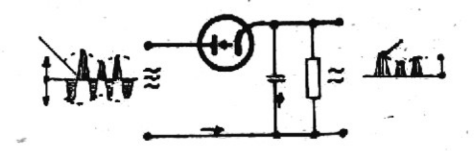
Za stosowaniem diody przemawia również to, że układ duodiodowy daje bez dodatkowej lampy możność otrzymania napięcia regulacyjnego do automatycznej regulacji odbioru. Jedna z anod duodiody używana jest do prostowania sygnału, druga zaś daje po wyprostowaniu sygnału napięcie do układu regulacyjnego. Obie anody mogą mieć wspólną katodę, bądź też mogą być zupełnie separowane.

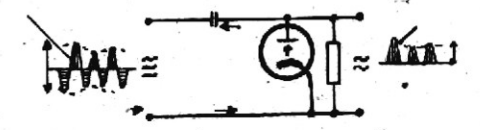
Prostowanie duodiodowe polega na ładowaniu małego kondensatora poprzez przestrzeń anoda-katoda i wyrównaniu wahań napięcia na tym kondensatorze przez opór obciążenia, na którym występuje składowa niskiej częstotliwości. Im szersza jest wstęga przekazywanych niskich częstotliwości tym mniejsza musi być stała czasu układu kondensator — opór.

Dla przekazywania przy 100% modulacji bez zniekształceń, częstotliwości f musi być zachowana zależność

$$6.28 \cdot f \cdot RC \ll 1$$

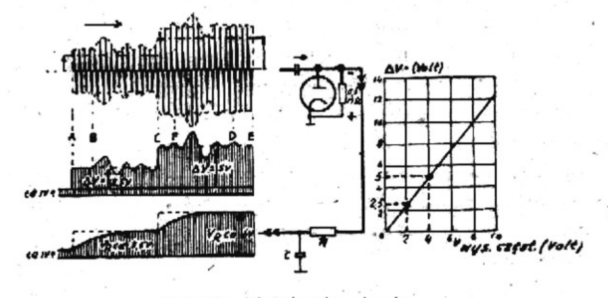
Załączenie diody do układu strojonego może być uskutecznione w układzie szeregowym lub równoległym. (Rys. 5, 6 i 7).





Układ duodiody szeregowy oraz równoległy
Rys. 5 i 6.

Tłumienie, jakie wprowadza do obwodu dioda, daje się regulować przez zmianę sprzężenia z obwodem.



Zasada działania diody
Rys 7.

W stopniu końcowym stosuje się lampy w klasie A pracy, bądź też układ przeciwsobny klasy

A i B. Ostatnie układy są stosowane w odbiornikach większych. W klasie A punkt pracy znajduje się po środku wykorzystywanego zakresu charakterystyki lampy, to jest pomiędzy zakrzywieniem dolnym a punktem, gdzie się zjawia prąd siatki.

W układzie przeciwsobnym lampy winny mieć ten sam punkt pracy, co można osiągnąć przez użycie identycznych lamp, i podregulowanie ich. Układ przeciwsobny daje mniejszy prąd spoczynkowy oraz większą sprawność.

Sprzężenie między prostownikiem wysokiej częstotliwości jest przeważnie oporowe.

SIŁA ODBIORU I REGULACJA WZMOCNIENIA

Różne wymagania co do siły odbioru spowodowały wprowadzenie regulacji wzmocnienia niskiej częstotliwości początkowo skokami, później w sposób ciągły za pomocą regulatorów oporowych.

Znaczny wzrost czułości odbiorników z jednej strony oraz wzrost mocy stacji nadawczych z drugiej strony dają często przesterowanie odbiorników, skąd wynikła konieczność regulacji napięć doprowadzonych do odbiornika lub też regulacji wzmocnienia wysokiej częstotliwości.

Regulacja ręczna w obwodach wysokiej częstotliwości daje możność pożądanego nastawienia siły odbioru oraz czyni zbędnym regulator w obwodach niskiej częstotliwości. Należy jednak zaznaczyć, że regulacja siły w obwodach niskiej częstotliwości pozwala na regulację przy nadawaniu płyt gramofonowych.

Regulacja ręczna nie pozwala nadążyć za szybkimi zmianami siły odbioru, wywołanymi przez zaniki (fading). Regulacja siły odbioru musi być tu przeprowadzana przez regulację napięcia fali nośnej odbieranej w sposób możliwie szybki i tak, by napięcie wyjściowe z odbiornika w szerokich zakresach zmiany fali nośnej było stałe.

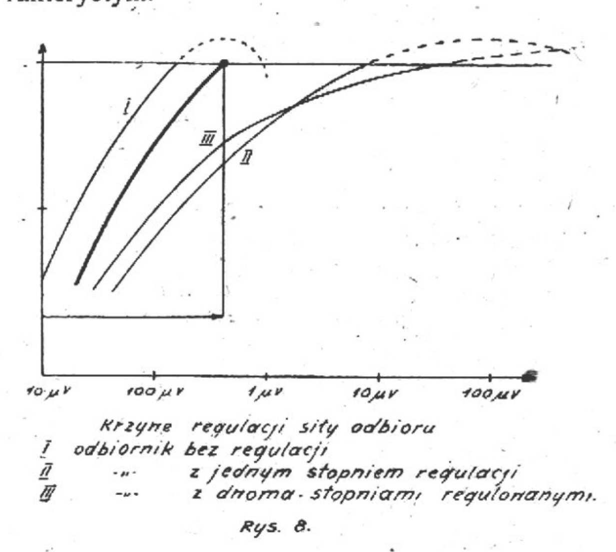
Podstawą do automatycznej regulacji siły odbioru jest dostatecznie duża rezerwa wzmocnienia wysokiej częstotliwości. Przy małym zakresie regulacji mówimy o automatycznej regulacji zaników, przy dużym zakresie — o automatycznej regulacji.

Małe odbiorniki posiadają zwykle ręczną regulację wysokiej częstotliwości na wejściu. Odbiorniki większe o większej ilości stopni wysokiej częstotliwości posiadają automatyczną regulację wzmocnienia oraz jako uzupełnienie regulację w niskiej częstotliwości.

Stosowane początkowo przy regulacji ręcznej potencjometry zostały obecnie wycofane, gdyż dawały szumy i trzaski, wzmacniane następnie przez wszystkie stopnie. Potencjometry zostały zastąpione przez różnicowe kondensatory; zależnie od położenia rotora większa lub mniejsza część napięcia wejściowego jest zwierana do ziemi, druga zaś część jest doprowadzona do cewki sprzęgającej.

Kondensator różnicowy posiada zwykle pojemność 40 — 60 pF i wpływa na wielkość i fazę oporu wejściowego odbiornika.

Regulacja napięcia wejściowego bywa również przeprowadzana przez zmienne sprzężenie obwodu anteny z pierwszym obwodem strojonym; przy prostym wykonaniu i dużym zakresie regulacji nie da się uniknąć rozstrojenia tego obwodu przy regulacji. Zakres regulacji przy tych ręcznych urządzeniach obraca się w granicach 1 : 100 do 1 : 1000 i jest zwykle wystarczający do sprowadzenia siły odbioru do 0. Podstawą do obecnie używanej regulacji automatycznej przez zmianę wzmocnienia w poszczególnych stopniach odbiornika jest użycie w nich lamp o nachyleniu zmiennym w zależności od ujemnego napięcia na siatce. Praca urządzeń regulacyjnych tego rodzaju polega na tym, że do lamp regulacyjnych doprowadzane są ujemne napięcia, proporcjonalne do przychodzących napięć wysokiej częstotliwości, przez co punkty pracy tych lamp przesuwane są na większe lub mniejsze nachylenia charakterystyki.



Krzywe regulacji siły odbioru
I odbiornik bez regulacji
II -"- z jednym stopniem regulacji
III -"- z dwoma stopniami regulowanymi.

Rys. 8.

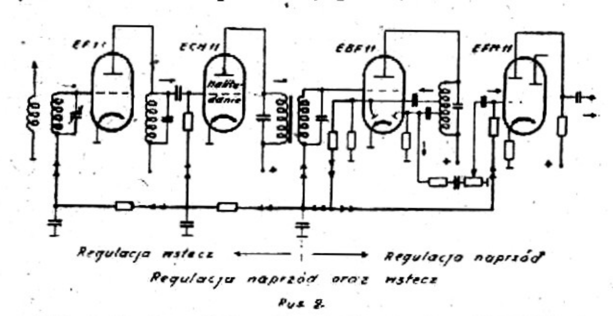
Wytwarzanie napięć regulacyjnych uskuteczniano początkowo przez specjalną lampę prostowniczą; po wprowadzeniu duodiody napięcia te pobierane są z jednej z anod. Schemat połączeń do pobrania napięcia regulacyjnego jest taki sam jak i dla prostowania sygnału z tym, że niezbędne jest dodatkowe wyfiltrowanie dla otrzymania czystych napięć stałych. Człon filtru oporowo-kondensatorowego musi być tak zaprojektowany, by filtrując składową niskiej częstotliwości mógł jednak dostatecznie szybko nadążyć za zmianami fali nośnej. W ten sposób napięcie regulacyjne jest zależne tylko od wielkości fali nośnej, niezależne zaś od głębokości modulacji.

Stała czasu członu filtrującego wynosi w odbiornikach radiofonicznych 0,1 ÷ 0,2 sek. Największe wzmocnienie otrzymane jest, gdy nie ma

fali nośnej. Aby zapobiec zmniejszaniu wzmocnienia przy słabych, niewystarczających do wysterowania odbiornika, falach nośnych stosuje się zwykle regulację opóźnioną. Opóźnienie to otrzymuje się w ten sposób, że anoda, na której powstaje napięcie regulacyjne, otrzymuje stałe ujemne napięcie tej wielkości, że napięcie regulacyjne może powstać dopiero gdy amplituda prostowanego napięcia wysokiej częstotliwości przekroczy wartość napięcia stałego.

Rys. 8 podaje krzywe regulacji układów z różnymi ilościami regulowanych lamp i z różną skutecznością regulacji. Ta ostatnia jest tym większa im w większej ilości stopni odbywa się regulacja.

Zależnie od tego, czy patrząc od wyjścia odbiornika, lampa znajduje się za lub przed obwodem wysokiej częstotliwości, z którego jest wzięte napięcie do duodiody, mówimy o regulacji wstecz lub naprzód. (Rys. 9). ,

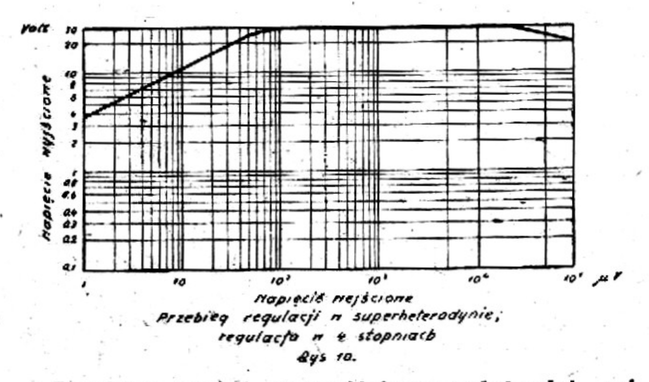


Rys. 8.

W dużych odbiornikach budowy 1939/40 istnieją możliwości regulacji nachylenia charakterystyki w następujących granicach:

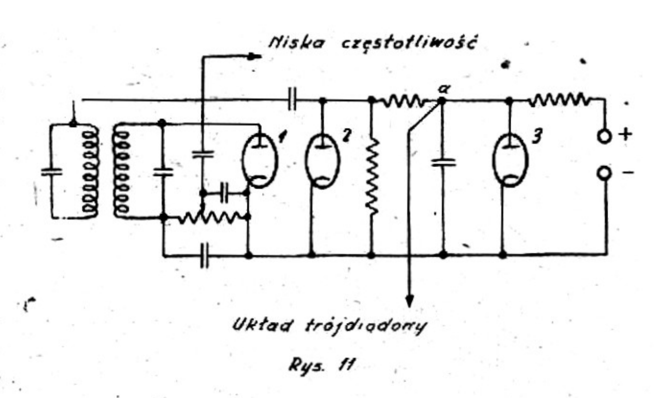
za pomocą lampy EF 13 — 1:150
„ „ „ ECH 11 — 1:250
„ „ „ EBF 11 — 1:10
„ „ „ EFM 11 — 1:6

Całkowity zakres regulacji wynosi zatem $1:2 . 10^6$ i pozwala utrzymać stałą siłę odbioru napięcia wejściowego 10 m V do napięć rzędu paru woltów.



Przebieg regulacji w superheterodynie; regulacja w 4 stopniach
Rys. 10.

Przebieg napięć na wyjściu w zależności od napięć wejściowych dla takiego odbiornika podaje wykres na rys. 10. Bezpośrednie dołączenie diody z urządzeniem opóźniającym na obwód wysokiej częstotliwości powoduje zniekształcenia modulacyjne, ponieważ obciążenie obwodu przez diodę znacznie się zmienia zależnie od tego czy



Rys. 11

przez diodę przepływa prąd czy też nie; stan taki zajść może, gdy wahania modulacji fali nośnej przekraczają od góry lub od dołu napięcie opóźniające. Ażeby osiągnąć niezbędne opóźnienie napięcia regulacyjnego z jednej strony, z drugiej zaś uniknąć zniekształceń modulacji, w niektórych odbiornikach stosuje się układ trzydiodowy. (Rys. 11). Dioda 1 jest użyta do normalnego prostowania wysokiej częstotliwości. Dioda 2 daje napięcie regulacyjne do automatycznej regulacji odbioru i jest przyłączona bez napięcia wstępnego do obwodu pierwotnego filtru widmowego na częstotliwość pośrednią. Napięcie wstępne otrzymuje się za pomocą trzeciej diody, posiadającej stałe źródło napięcia, uziemiające praktycznie punkt „a" układu podczas przepływu prądu.

Przy wzroście napięcia wysokiej częstotliwości na diodzie 2, a więc przy wzroście odbieranego sygnału, w punkcie „a" powstaje wzrastające przeciwnapięcie, które wreszcie przerywa przepływ prądu przez diodę 3, a więc usuwa uziemienie punktu „a". Jest to napięcie, przy którym zaczyna działać napięcie regulacyjne opóźnione. Wielkość tego napięcia może być dobrana przez odpowiednie wielkości oporów. Rolę trzeciej diody może spełniać przestrzeń katoda — siatka chwytna w pentodzie.

V. REGULACJA SZEROKOŚCI WSTĘGI.

Wstęga szerokości 6000 — 8000 c/s, pożądana ze względu na jakość w różnych służbach radiofonicznych, jest osiągalna bez przeszkód tylko tam, gdzie stosunek siły sygnału do siły przeszkód jest dostatecznie wysoki, a więc w pobliżu silnych stacji nadawczych, bądź też w telefonii wzdłuż przewodów z jej odstępem 30 kc/s między sąsiednimi falami nośnymi.. Przy sygnałach słabszych wymagana jest węższa wstęga ze względu na interferencję sąsiednich fal nośnych oraz ze względu na szumy, wzrastające proporcjonalnie do pierwiastka z szerokości wstęgi.

Duża różnorodność siły przyjmowanych sygnałów pociąga za sobą konieczność regulacji w sposób ciągły szerokości wstęgi dla dopasowania jej do każdorazowych możliwości.

Regulacja szerokości wstęgi tylko w niskiej częstotliwości jest o tyle niewystarczająca, że daje możliwości przedostawania się do zwężonej wstęgi niepożądanych tonów, przez modulację skrośną na zakrzywionych charakterystykach lamp wysokiej częstotliwości lub prostowniczych.

Zwężenie wstęgi musi więc następować w wysokiej częstotliwości o ile możliwe przed lampami powodującymi modulację skrośną. Regulacja szerokości wstęgi w wysokiej częstotliwości jest przeważnie uzupełniana przez regulację w niskiej częstotliwości. Osiągnięcie wąskiej wstęgi dla odbioru telegraficznego w zakresie krótkofalowym jest nieosiągalne przez samą regulację w obwodach wysokiej częstotliwości, gdyż wymagane wówczas tłumienia leżą poza osiągalnymi granicami. W odbiornikach do odbioru telegrafii i telefonii dodatkowe zwężenie wstęgi przeprowadzane jest w części niskiej częstotliwości.

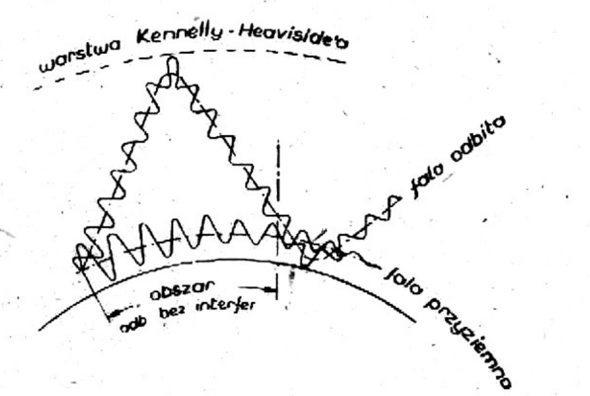
W odbiornikach radiofonicznych są wbudowane regulatory tonu oraz filtry na 9000 c/s. Układ regulatora tonu jest wybierany zależnie od sposobu, w jaki chcemy oddziaływać na krzywą częstotliwości akustycznych. Najczęściej stosuje się szeregowe połączenie kondensatora i zmiennego

(C. d. n.)

Zasięg odbioru radiofonicznych stacji nadawczych

Zasięg odbioru radiofonicznej stacji nadawczej zależy od bardzo wielu czynników. Rozpatrzymy tutaj przeszkody, które niezależnie od mocy stacji stawiają granice pewnego odbioru danej stacji w dzień i w nocy. Przeszkody te są dwojakiej natury.

Pierwsze to absorbcja fal elektromagnetycznych. Normalna antena nadawcza promieniuje fale, pod różnymi kątami (rys. 1).



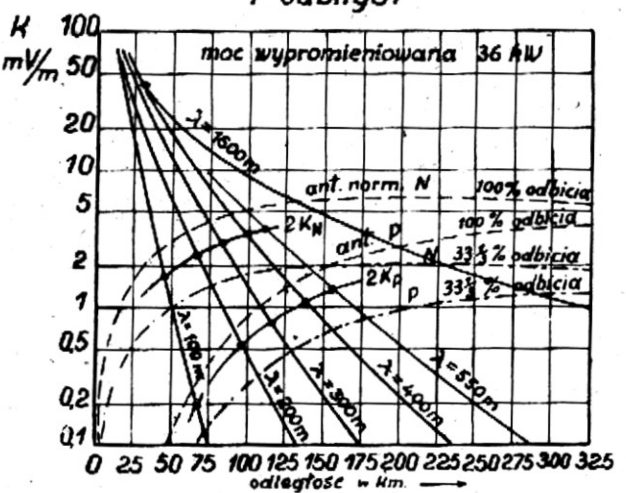
rys 1 Rozprzestrzenianie się fal elektromagnetycznych

Większość energii jest wypromieniowana poziomo, jako fala przyziemna. Fala przyziemna w miarę oddalania się od anteny jest absorbowana zależnie od ukształtowania i charakteru podłoża nad jakim się rozprzestrzenia. Oddalając się więc od anteny stwierdzamy zmniejszanie się natężenia pola. To zmniejszanie odbywa się gwałtownie, w zależności od długości i mocy fali wypromieniowanej. Przebiegi te dla mocy wypromieniowanej 36 kW i różnych długości fal przedstawia rys. 2 (linie ciągłe).

Gdybyśmy więc mieli do czynienia tylko z natężeniem pola fali przyziemnej, sprawa nie przedstawiałaby się najgorzej. Zwiększając moc nadajnika i dobierając długość fali, uzyskalibyśmy pewny odbiór na dalekich odległościach od radiostacji, zwłaszcza jeżeli zważymy, że czułość aparatów odbiorczych jest rzędu mikrowoltów.

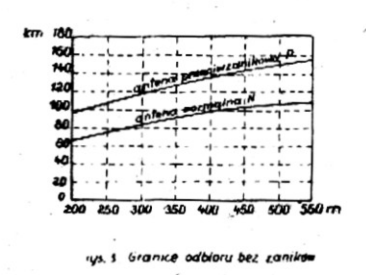
Sprawę komplikują fale elektromagnetyczne, wypromieniowane przez antenę w górę pod różnymi kątami. Fale te odbite od warstwy Kennelly Heaviside'a — w porze wieczornej i nocnej wracają na ziemię. Ponieważ drogi przebyte przez falę przyziemną i odbitą są różne, fale te spotykając się na powierzchni ziemi interferują ze sobą i prowadzą do znanego zjawiska zaników (fading), czyniąc w pewnych obszarach odbiór niemożliwym. Natężenie pola wywołane odbitymi falami w zależności od odległości od anteny przedstawia rys. 2 (linie przerywane). Naniesione są tu linie przy założeniu, że odbicie od warstwy Kennelly — Heaviside'a następuje w 100% i w 33⅓% (t. j. najbardziej zbliżone do praktyki), dla normalnej (N) i przeciwzanikowej anteny (P). Przyjmując, że zanik już niedopuszczalnie utrudnia odbiór, gdy natężenie pola fali przyziemnej zmalało do wartości równej podwójnej wielkości natężenia pola fali odbitej otrzymamy granicę

rys. 2 Natężenia pól (K) fal przyziemnych i odbitych



wolnego od zaników odbioru. Krzywe 2 K_N $2K_P$ przedstawiają podwojone natężenie pola fali przestrzennej .Punkty przecięcia tych krzywych z krzywymi natężenia pola fali przyziemnej, określają zasięg radiostacji wolny od zaników.

Ponieważ strefy i wielkość zaników zależą tylko od stosunku, a nie wielkości natężenia pól spotykających się fal, są one zupełnie niezależne od mocy nadajnika. Dla danej długości fali stacji nadawczej, przy normalnej i przeciwzanikowej antenie i przyjętego granicznego stosunku natężeń pól fali przyziemnej i fali odbitej 2 : 1 otrzy-

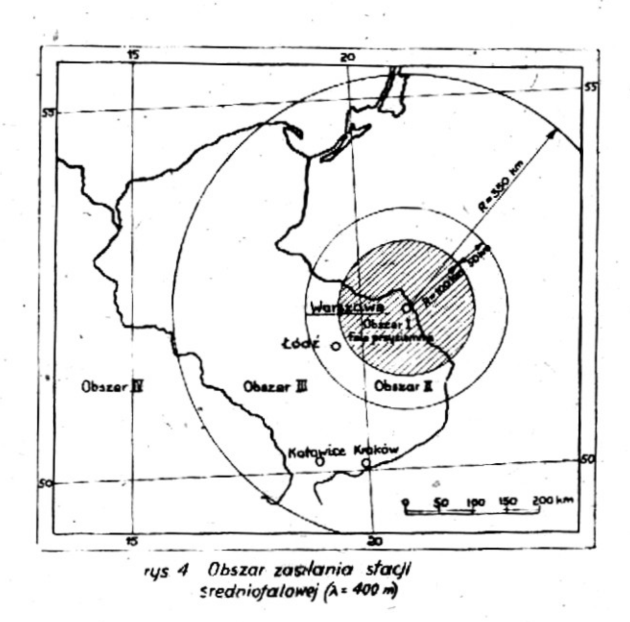


rys. 3 Granice odbioru bez zaników

mamy według rys. 3 granicę odbioru stacji bez zaników w zależności od długości fali. Widzimy z niego, że im dłuższa fala tem obszar odbioru bez zaników zwiększa się (np. dla 1600 mtr ponad 200 klm.). Dla fali 250 mtr strefa wolna od zaników rozciąga się do około 80 klm. W promieniu 80 klm. jest więc zapewniony odbiór zarówno w dzień jak i w nocy. Siła zaś odbioru zależy od mocy stacji nadawczej i od warunków terenowych.

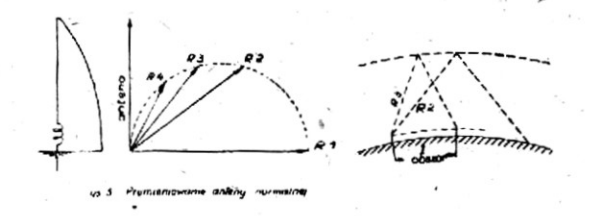
W zależności od wzajemnego stosunku natężeń fali przyziemnej do fali odbitej, możemy nakreślić wokół anteny następujące obszary: Rys. 4 (dla przykładu wzięto Raszyn dł. fali 395,8 mtr.). I obszar o promieniu ok. 100 klm. jest to obszar silnego i czystego, wolnego zupełnie od zaników, odbioru. Tu występuje tylko fala przyziemna, nie ma jeszcze fali odbitej .Granice tego obszaru mogą się przesuwać w zależności od warunków terenowych (lasy, teren wilgotny i t. p.).

II. obszar — to obszar w którym interferują wypromieniowane najstromiej fale odbite z falą przyziemną. Występuje w tym obszarze nocą silny zanik i zniekształcony odbiór przez t. zw. fading selektywny (zmodulowana fala składa się nie z jednej częstotliwości, a wstęgi o szerokości do 16 kc/sek. Różnice w kącie odbicia tych częstotliwości prowadzą do fadingu selektywnego).



rys. 4 Obszar zasłania stacji średniofalowej (λ = 400 m)

III. obszar — fala przyziemna jest już tak słaba, że nie wywołuje żadnych interferencji z falą odbitą. Odbiór wieczorem poprawia się, w dzień oczywiście odbiór słaby — tylko falą przyziemną. Przy odbiorze wieczornym występuje zanik natężeniowy, ponieważ natężenie fal elektromagnetycznych przestrzennych nie jest stałe. Poza tym mogą one również z sobą interferować.

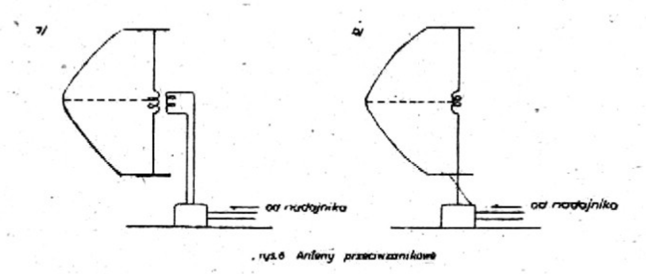


rys. 5 Promieniowanie anteny normalnej

IV. obszar — zaczyna się w odległości ok. 350 klm. od anteny. Nie przychodzi tu już fala przyziemna. Odbiór jest możliwy tylko w nocy. Zaniki bardzo słabe. Obszar ten zapewnia już użyteczny odbiór nocny.

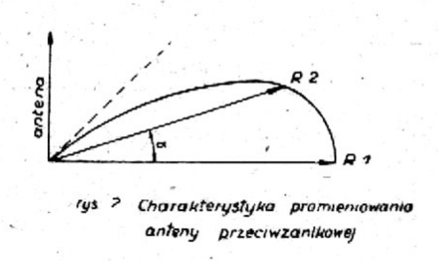
Widzimy więc, że najważniejszym obszarem odbioru jest obszar promieniowania falą przyziemną. Obszar ten możemy zwiększyć, jeżeli zbu-

dujemy antenę tak, aby jak najmniej promieniowała pionowo. Osiąga się to przez zastosowanie anten przeciwzanikowych.



rys. 6 Anteny przeciwzanikowe

Normalna antena np. Marconiego ¼-falowa, promieniuje najsilniej w kierunku poziomym. Miarą wielkości tego promieniowania jest długość



rys. 7 Charakterystyka promieniowania anteny przeciwzanikowej

promienia R_1. Pod kątem promieniuje z siłą R_2 i t. d. Jeżeli zmniejszy się promienie R_3, R_4 i t. d. możliwie do zera, to zwiększymy obszar odbioru bezzanikowego. Rys. 5.

Antena przeciwzanikowa posiada inny rozkład prądowy i inną charakterystykę promieniowania. Antena ta składa się z jednego lub więcej wzniesionych nad powierzchnią ziemi lub ułożonych na powierzchni ziemi na obwodzie koła wokół punktu środkowego dipoli *). Anteny nad powierzchnią ziemi nadają się głównie dla fal mniejszych niż 600 mtr a na powierzchni ziemi dla fal długich. Anteny są wykonywane w dwu formach:

a) jako dipol zasilany prądowo,

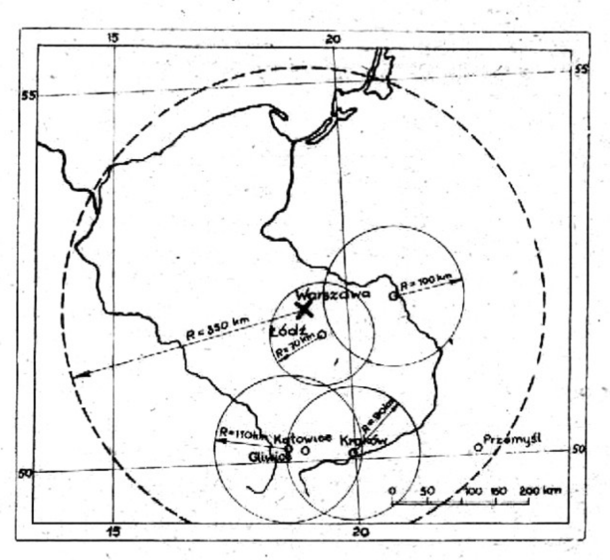
b) jako dipol zasilany napięciowo. Rys. 6.

Charakterystyka promieniowania takiej anteny ma wygląd jak na rys. 7. Zniknęły promienie R 3, R 4, i t. d., które padały bardzo blisko radiostacji. Obszar wolny od zaników zwiększył się. (Patrz rys. 3).

W Polsce posiadamy dwie radiostacje wyposażone w anteny przeciwzanikowe. Są to radiostacja w Gliwicach i radiostacja we Wrocławiu, wykonane jako dipole zasilane napięciowo. Zastosowanie takiej anteny w Gliwicach zwiększyło obszar 1 z 80 klm. na 110 klm. Wieża tej anteny jest konstrukcji drewnianej wysokości 110 mtr. W osi konstrukcji przebiega promieniująca linka zakończona pojemnością końcową na wysokości λ /4 od ziemi znajduje się odłącznik, który pozwala pracować tylko dolnej części anteny jako antena 1/4 falowa Marconi'ego.

Uwzględniając tylko I obszar, zapewniający odbiór i w dzień i w nocy, możemy narysować mapę obecnego zasilania głównymi radiostacjami obszaru Rzeczypospolitej Polskiej rys. 8.

Stan ten jest pod wielu względami niezadawalający. Obecnie Raszyn pracujący na fali średniej nie może zapewnić pewnego odbioru w całej Polsce. Dla pokrycia całego obszaru Polski natężeniem pola, nadającym się dla pewnego odbioru w dzień i w nocy bez zaników, musimy wybudować radiostację nadawczą pracującą na fali długiej (np .przedwojenny Raszyn 1339,3 m.). Zapewniłaby ona przy zastosowaniu anteny odpowiedniej odbiór w promieniu 350 — 400 klm.



rys. 8 Obszar zasilania radiostacji długofalowej
Obecny stan zasilania

Z powodu przesunięcia punktu centralnego polskiego terytorium na zachód, centralna stacja nadawcza powinnaby zostać wybudowana w okolicach Łodzi.

inż. Bolesław Fąfara

*) Każda antena pionowa, której długość jest większa, aniżeli ćwierć fali posiada w mniejszym lub większym stopniu właściwości antifadingowe. Najlepsze warunki otrzymamy dla $\frac{\lambda}{\lambda A} = 0{,}41$ (antena w Budapeszcie), gdzie praktycznie fala przestrzenna dla około 25° jest do pominięcia. (Przyp. red.)

Transformatory i dławniki niskiej częstotliwości

W każdym odbiorniku, w każdym wzmacniaczu transformator i dławik są nieodzownym elementem, od którego zaprojektowania zależą zasadnicze właściwości urządzenia. Dość wspomnieć, że np. transformator wyjściowy nieprawidłowo obliczony i wykonany, wprowadza zniekształcenia czy to na skutek złego dopasowania czy przekroczenia dopuszczalnej indukcji w żelazie; dławik w filtrze sieciowym, o nieodpowiedniej samoindukcji nie zmniejsza w pożądanym stopniu tętnienia w prądzie wyprostowanym.

W poniższym artykule postaram się wyjaśnić czytelnikom, czym kieruje się konstruktor przy wyborze zasadniczych danych transformatorów i dławików, od czego te właściwości zależą, oraz podam szczegóły konstrukcyjne, kierując się z jednej strony wymaganiami elektro - akustycznymi, z drugiej strony ekonomią wykonania.

Artykuł podzieliłem na trzy części .

W pierwszej, omówię zasady elektrycznego obliczania, w drugiej obliczenie magnetyczne przy posługiwaniu się wykresami, w trzeciej szczegóły konstrukcyjne.

I. OBLICZENIE ELEKTRYCZNE TRANSFORMATORÓW I DŁAWIKÓW

Transformator jest elementem sprzęgającym źródło prądu z odbiornikiem.

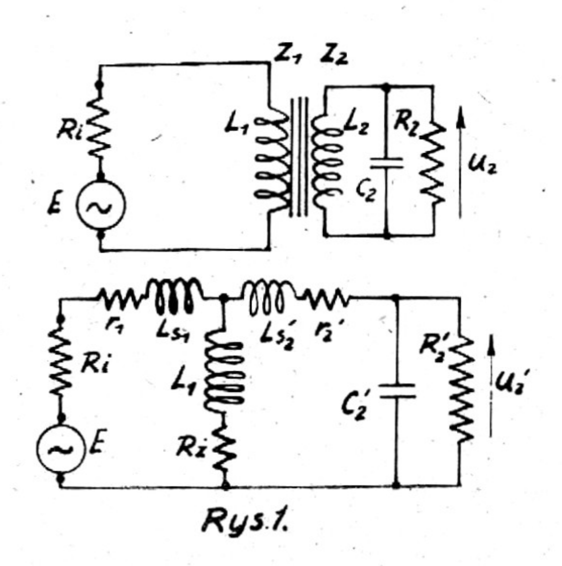
We wzmacniaczach i odbiornikach ma zastosowanie jako transformator mikrofonowy, transformator międzylampowy, transformator wyjściowy, oraz w technice radiowęzłowej jako transformator liniowy. W pierwszych dwóch wypadkach zadaniem transformatora jest możliwie duża transformacja napięcia przy równomiernym przekazaniu całego zakresu częstotliwości. W trzecim i czwartym wypadku zadaniem transformatora jest oprócz równomiernego przekazania częstotliwości, przeniesienie mocy przy jak najmniejszych stratach .

Ogólnie biorąc, we wszystkich wypadkach słusznym będzie zastępczy układ elektryczny przedstawiony na rys. 1.

Oznaczenia:

E — siła elektromotoryczna generatora w woltach — wypadku lampy wzmacniającej
$E = K. \; Us.$
K — sp. amplifikacji,
Us — napięcie siatkowe zmienne).

Ri — opór wewnętrzny generatora (lampy) w omach,



Rys. 1.

L_1 — indukcyjność pierwotnego uzwojenia w Henry'ach,

L_2 — indukcyjność wtórnego uzwojenia w Henry'ach,

C_2 — pojemność po stronie wtórnej transformatora (pojemność uzwojenia, lampy stopnia następnego, i tp.) w Faradach,

R_2 — obciążenie omowe transformatora w omach,

Z_1 — ilość zwojów uzwojenia pierwotnego,

Z_2 — ilość zwojów uzwojenia wtórnego,

$\frac{Z_2}{Z_1} = n$ — przekładnia transformatora,

$U'_2 = \frac{U_2}{n}$ = napięcie wtórne przeniesione w na stronę pierwotną w woltach,

r_1 — opór omowy uzwojenia pierwotnego w omach,

$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}$ opór omowy uzwojenia wtórnego przeniesiony na stronę pierwotną w omach,

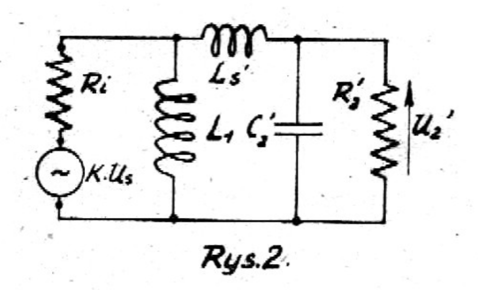
L_{s1} = indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego w Henry'ach,

$L's_2 = \frac{Ls_2}{n^2}$ indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego przeniesiona na stronę pierwotną w Henry'ach,

$C'_2 = C_2 n^2$ — pojemność strony wtórnej przeniesiona na stronę pierwotną w Faradach,

$R'_2 = \frac{R_2}{n^2}$ — obciążenie transformatora przeniesione na stronę pierwotną w omach,

Rż = opór równoważny stratom w żelazie.



Rys.2.

Schemat na rys. 1 jest dość skomplikowany przy obliczeniach, dlatego o ile chodzi o rozpatrywanie pracy transformatora przy różnych częstotliwościach zupełnie dokładne wyniki zgodne z rzeczywistością daje układ na rys. 2.

Opory r_1 i r_2 — są stosunkowo niewielkie; ponieważ r_1 jest mały w porównaniu z Ri, można go więc pominąć, lub wliczyć przyjmując trochę większe Ri.

Działanie oporów r_2 i Rż można uwzględnić w oporze R'_2. Samoindukcję rozproszenia Ls_1 i Ls_2 można zamienić jedną równoważną L's, ponieważ przy wysokich częstotliwościach, gdzie przedewszystkim zaznacza się ich wpływ, opór indukcyjności L_1 jest bardzo duży i Ls_1 i Ls_2 można przyjąć jako połączone szeregowo.

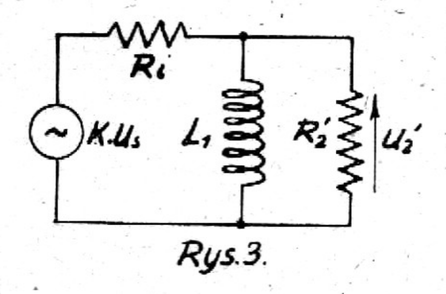
ZALEŻNOŚĆ TRANSFORMACJI DLA RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

a) **Częstotliwość niska** — $fn = 30 \div 100$ c/s.

Na niskiej częstotliwości można pominąć wpływ indukcyjności rozproszenia oraz pojemności wtórnej strony, ponieważ $R'_2 \gg 6{,}28 \cdot fn \cdot L's$ oraz $\frac{1}{6{,}28 . fn\, C'_2} \gg R_2'$; poza tym wpływ strat w żelazie na charakterystykę częstotliwości jest niewielki, dlatego i opór Rż pomijamy. Przy tych założeniach otrzymujemy układ jak na rys. 3.

wzmocnienie na częstotliwościach niskich:

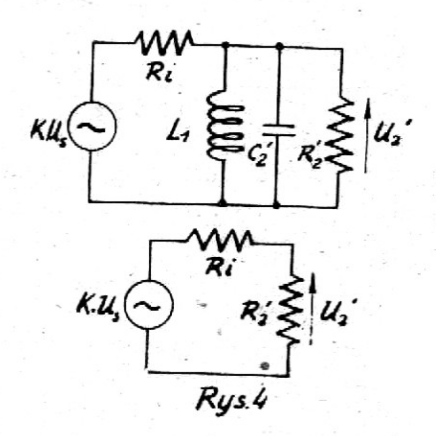
$$k_n = \frac{U_2}{Us} = \frac{U_2' . n}{Us} = \frac{K . n}{\sqrt{\left(1+\frac{Ri}{R_2'}\right)^2 + \left(\frac{Ri}{6{,}28\, fn . L_1}\right)}}$$



Rys.3.

b) **Częstotliwość średnia:**

Dla częstotliwości średniej ($fśr = 500 - 2000$ c/s), ma miejsce wpływ pojemność C'_2, która łącznie z indukcyjnością L_1 tworzy rezonans równoległy (rezonans prądów). Obwód równoległy w rezonansie przedstawia opór wypadkowy tak duży, że możemy go pominąć, zatem układ nasz uprości się, jak na rys. 4.



Rys.4

wzmocnienie na częstotliwości średniej:

$$k_o = \frac{U_2}{Us} = \frac{K . n}{1 + \frac{Ri}{R_2'}} \qquad (2)$$

Stosunek $\frac{ko}{kn}$ nazywamy spółczynnikiem zniekształceń charakterystyki częstotliwości. **Wskazuje on o ile spada wzmocnienie na niskich częstotliwościach** w stosunku do wzmocnienia na **częstotliwościach średnich** na skutek bocznikującego działania równoległej indukcyjności pierwotnej.

$$M_n = \frac{ko}{kn} = \sqrt{1 + \left\{\frac{Ri}{\left(1+\frac{Ri}{R_2'}\right) 6{,}28 . fn . L_1}\right\}^2} \; H \qquad (3)$$

Przy konstruowaniu wzmacniacza spadek charakterystyki częstotliwości zakładamy. Musimy zatem obliczyć indukcyjność L_1. Z równania (3), otrzymujemy:

$$L_1 \geqq \frac{Ri}{6{,}28 . fn . \left(1+\frac{Ri}{R_2'}\right) \sqrt{M^2n - 1}} \; H \qquad (4a)$$

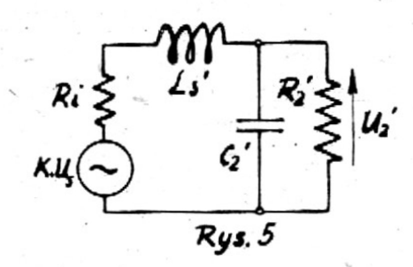
dla $R_2' \gg Ri$

$$L_1 \geqq \frac{Ri}{6{,}28 . fn . \sqrt{M^2n - 1}} \; H \qquad (4b)$$

Częstotliwości wysokie:

Dla częstotliwości rzędu 5000 — 10000 c/s indukcyjność L_1 przedstawia tak duży opór że wpływ jej na charakterystykę w tych zakresach możemy pominąć. Układ nasz przybierze postać jak na rys. 5.

Wpływ na przebieg charakterystyki będzie miał tu obwód rezonansowy szeregowy L's, C'_2.



Rys. 5

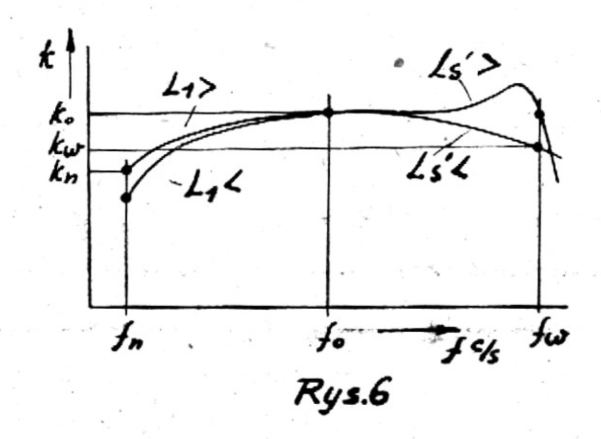
Dla częstotliwości określonej wzorem

$$fw \cong \frac{1}{6{,}28 \, . \, \sqrt{Ls' \, . \, C_2'}} \quad \dots (5)$$

nastąpi maksimum napięcia U_2'.

Na wysokość tego maksimum decydujący wpływ ma opór R'_2 (tłumienie).

Przy małym tłumieniu ($R'_2 >> Ri$) wzmocnienie na wysokich częstotliwościach będzie większe niż na średnich ($kw > ko \cong n. K$) i wystąpi „pik“ *) na charakterystyce częstotliwości, patrz rys. 6.



Rys.6

Taki kształt charakterystyki jest bardzo niepożądany, gdyż szumy, syki, trzaski i inne zakłócenia będą we wzmacniaczu uprzywilejowane.

Powyżej częstotliwości rezonansowej wzmocnienie gwałtownie spada .

W transformatorach międzylampowych nie zawsze stosuje się opory tłumiące R'_2.

Przy obliczaniu wzmacniacza należy sprawdzić czy ma miejsce nierówność $Ri < 6{,}28 . fw . L's$. (6).

W takim wypadku wystąpi „pik“ na wysokich częstotliwościach i należy transformator obciążyć po stronie wtórnej oporem, który wyrównuje charakterystkę częstotliwości.

Opór R'_2, jaki należy włączyć, obliczymy ze wzoru (7):

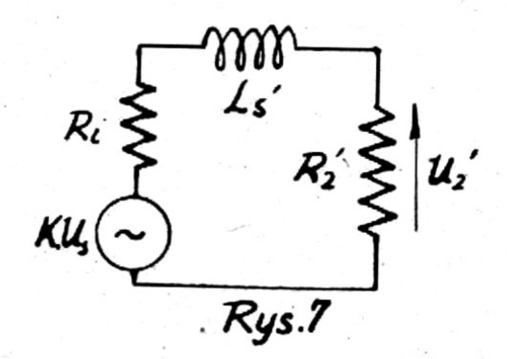
$$R_2' \leq \frac{[Ls' \, . \, 6{,}28 \, . \, fw]^2}{Ls' . \, 6{,}28 \, . \, fw - Ri} \qquad (7)$$

$$R_2 = n^2 R_2'$$

By nie nużyć czytelników, nie wyprowadzam wzorów lecz podaję gotowe, odsyłając zainteresowanych do literatury wymienionej na końcu artykułu.

W transformatorze wyjściowym, gdzie obciążenie lampy jest duże (R'_2 małe) obwód rezonansowy jest tak bardzo bocznikowany, że podniesienie charakterystyki nigdy nie ma miejsca; zatem w układzie rezonansowym można pominąć wpływ pojemności i charakterystyka częstotliwości wskutek spadku napięcia na indukcyjności rozproszenia będzie tylko opadać.

W tym wypadku nasz układ przybierze postać jak na rys. 7.



Rys.7

Wzmocnienie obliczymy ze wzoru (8):

$$kw = \frac{n \, . \, K}{\sqrt{\left(1 + \frac{Ri}{R_2'}\right)^2 + \left(\frac{Ls' . \, 6{,}28 \, . \, fw}{R_2'}\right)^2}} \qquad (8)$$

a spółczynnik zniekształcenia liniowego:

$$Mw = \frac{ko}{kw} = \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{Ri}{R_2'}\right)^2 + \left(\frac{L's \, . \, 6{,}28 \, . \, fw}{R_2'}\right)^2}}{1 + \frac{Ri}{R_2'}} \qquad (9)$$

Stąd obliczamy dopuszczalną indukcyjność rozproszenia:

$$L's \leq \frac{Ri}{6{,}28 \, . \, fw} \left(\frac{R_2'}{Ri} + 1\right) \sqrt{Mw^2 - 1} \;\; H \qquad (10a)$$

względnie sp .rozproszenia:

$$C \leq \frac{Ls'}{L_1} = \frac{Ri}{L_1 \, . \, 6{,}28 \, . \, fw} \left(\frac{R_2'}{Ri} + 1\right) \sqrt{Mw^2 - 1} \qquad (10b)$$

Reasumując powyższe możemy powiedzieć, że indukcyjność uzwojenia pierwotnego ma decydujący wpływ na przebieg charakterystyki na niskich częstotliwościach. Im mniejsza indukcyjność, tym większe działanie bocznikujące, tym większy spadek charakterystyki częstotliwości (rys. 6).

Przy projektowaniu wzmacniacza niskiej częstotliwości szereg elementów wpływa na ogólny przebieg charakterystyki wzmocnienia. Dlatego ogólny spadek charakterystyki musimy odpowiednio rozdzielić na poszczególne elementy. Transformator o dużej indukcyjności, będzie z konieczności posiadał duże wymiary, a zatem będzie drogi. Często dopuszczamy małą wartość indukcyjności; podnosząc charakterystykę na niskich częstotliwościach korygującymi elementami, lub

*) „pik“ popularne określenie z jęz. ang. „peak“ — szczyt.

przy pomocy ujemnej reakcji, tak by całkowity koszt wzmacniacza był najniższy.

Spadek wzmocnienia na około 25% (∽ 2 db.) jest dla ucha ludzkiego ledwie uchwytny. W dobrych wzmacniaczach dopuszcza się całkowitą nierównomierność na niskich i wysokich częstotliwościach $\pm$ 33% ($\pm$ 2,5 db) w stosunku do częstotliwości średniej.

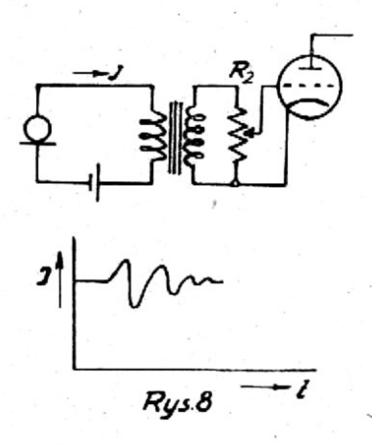
Na częstotliwościach wysokich decydujący wpływ na przebieg charakterystyki, ma rezonans indukcyjności rozproszenia i pojemności.

Poniżej tej częstotliwości rezonansowej charakterystyka opada, i praktycznie ogranicza dalsze wzmocnienie.

Oba te czynniki, t. zn. indukcyjność rozproszenia i pojemność, staramy się zmniejszyć wszelkimi sposobami.

Uzwojenia dzielimy na sekcje, sprzęgając je silnie z obwodem pierwotnym. W skład pojemności szkodliwej wchodzą oprócz pojemności wejściowej stopnia następnego, pojemność transformatora, którą również odpowiednimi konstrukcjami staramy się zmniejszyć.

Jak teraz stosować powyższe wzory w zależności od przeznaczenia transformatora? Rozpatrzmy poszczególne typy transformatorów.



Rys. 8

1) **Transformator mikrofonowy,** rys. 8.

W obwodzie mikrofonu, na skutek drgań powietrza płynie prąd pulsujący, którego składową zmienną transformujemy na siatkę następującej po nim lampy. Po stronie wtórnej możemy dać potencjometr dla regulacji siły, albo nie damy żadnego oporu, ($R_2 = \infty$).

Zadaniem naszym jest przekazać jak największe napięcie zmienne siatce lampy wstępnej. Osiągniemy to dużą przekładnią ($n = \frac{Z_2}{Z_1}$). Duża przekładnia wprowadzi ze swej strony duże wartości pojemności ($C'_2 = C_2 . n^2$), co znów spowoduje nam spadek na częstotliwościach wysokich. Musimy zatem mieć następujące dane:

1) kształt charakterystyki — (M_n, M_w),
2) graniczne częstotliwości — (f_n, f_w),
3) pojemność obwodu wtórnego — (C_2),
4) opór wewnętrzny generatora (mikrofon) (R_i).

Przykład.

Mamy przenieść z mikrofonu (węglowego) na lampę AC2 (wzmacniacz oporowy) napięcia o częstotliwości od $f_n = 200$ c/s do $f_w = 4000$ c/s przy $M_n \leq 1,1$ i $M_w \leq 1,1$. Opór wewnętrzny mikrofonu dla uproszczenia przyjmujemy jako opór dla prądu stałego np. $R_i = 200$ omów. Zakładamy $R_2 = \infty$ zatem z równania 4b otrzymujemy:

$$L_1 \geq \frac{R_i}{6{,}28 . f_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{200}{6.28.200\sqrt{1{,}1^2 - 1}} = 0{,}35 H$$

przyjmujemy spółczynnik rozproszenia $\sigma = 0{,}02$. (σ w praktyce od 0,007 ÷ 0,05);

$L_s' = \sigma . L_1 = 0{,}02 . 0{,}35 = 0{,}07$ H.

Dla częstotliwości rezonansowej $f_w = 4000$ c/s Wypadnie nam pojemność:

$$C_2' = \frac{1}{(6{,}28 . f_w)^2 . L_s'} = \frac{10^9}{(6{,}28 . 4000)^2 . 0{,}07} = 22800 \text{ pF}$$

Określamy przybliżoną pojemność po stronie wtórnej .Składa się ona z pojemności transformatora, oraz z pojemności wniesionej przez lampę

$C_2 = C_t + C_2 = C_t + C_{sk} + C_{as} (1 + k)$

$C_2 = 100 + 5 + 1{,}7 (1 + 20) =$ ∽ 140 pF.

C_t — pojemność transf = (50 ÷ 150 pF zależnie od wykonania). przyjmuję 100 pF.

C_{sk} — pojemność siatka, katoda,

C_{as} — pojemność, siatka, anoda,

k — wzmocnienie stopnia następnego (wzmacniacz oporowy); weźmy lampę AC2.

$C_{sk} = 5$ pF,
$C_{as} = 1{,}7$ pF
$k = 20$.

Obliczamy dopuszczalną przekładnię:

$$n = \sqrt{\frac{C_2'}{C_2}} = \sqrt{\frac{22800}{140}} = \backsim 13$$

Sprawdzamy nierówność (6) $6{,}28 . f_w . L_s = 6{,}28 . 4000 . 0{,}07 = 1750 > R_i$ zatem wystąpi „pik". Musimy dać opór bocznikujący wg. wzoru(7).

$$R_2' \leq \frac{(L_s . 6{,}28 . f_w)^2}{L_s . 6{,}28 . f_w - R_i} = \frac{1750^2}{1750 - 200} = 2000\ \Omega$$

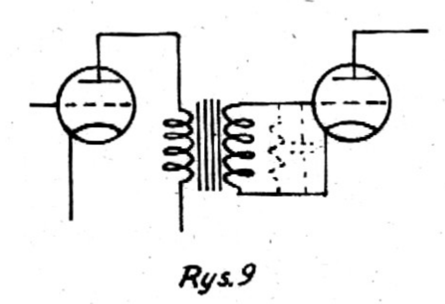
$R_2 \leqq n^2 . R_2' = 13^2 . 2000 = 340000$ omów.

Mamy zatem:

$L_1 = 0{,}35$ H,
$\sigma \leqq 0{,}02$,
$R_2 \leqq 340000$ omów,
$n = 13$.

2) **Transformator międzylampowy.**

Transformator międzylampowy ma zadanie wykorzystać wzmocnienie poprzedniej lampy i dzięki swej przekładni powiększyć całkowite wzmocnienie układu, rys. (9).



Rys. 9

Bieg obliczenia jest podobny jak w transformatorze mikrofonowym.

Obierzmy za przykład wzmacniacz transformatorowy na lampie amerykańskiej 6C5 o następujących danych.

K = 20,

Ri = 16000 omów (w punkcie pracy).

Chcemy wzmocnić napięcia w zakresie częstotliwości od fn = 100 c/s przy spadku charakterystyki ∽ 1,5 db (Mn = 1,19) do fw = 600 c/s.

W radiotechnice często posługujemy się zwłaszcza przy określaniu wzmocnienia czy przebiegu charakterystyki częstotliwości jednostkami logarytmicznymi, zwanymi decybelami (db).

$$Ndb = 20 \lg k.$$

Zwykle przy rozpatrywaniu charakterystyki częstotliwości określamy w decybelach odchylenie wzmocnienia w stosunku do częstotliwości średniej t. j. 800 ÷ 1000 c/s,

$$N = 20 \lg \frac{k_{fn} \div f_w}{k_f - 1000} = 20 \lg M.$$

Dla małych odchyleń (≈ db) zamiast logarytmować możemy obliczać wg. przybliżonego wzoru:

Ndb ≌ 8 (M — 1) dla N ≦ 2 db,

tak np. dla M = 1,12 (12% odchylenia).

N = 1 db; zatem 1 db odpowiada spadkowi (podniesieniu) charakterystyki o 12%.

Sposób określenia w decybelach ma tę zaletę, że przy obliczeniu całkowitej charakterystyki wzmacniacza dodajemy wprost odchylenia w decybelach poszczególnych stopni.

Powracając do naszego przykładu obliczamy indukcyjność pierwotną ze wzoru 4 b. Przyjmujem opór uzwojenia pierwotnego około 10 — 30% Ri; zatem r_1 = 25% od 16000 = 4000 omów.

Opór ten w myśl założeń dodajemy do oporu wewnętrznego lampy, zatem wypadkowy opór generatora Ri = 16000 + 4000 = 20000 omów.

$$L_1 \geq \frac{1}{6{,}28 \cdot fn} \frac{Ri}{\sqrt{M^2-1}} = \frac{1}{6{,}28\ 100} \cdot \frac{20000}{\sqrt{1{,}19^2-1}} = 49{,}3\ H$$

obieramy L_1 = 50 H.

Przyjmujemy spółczynnik rozproszenia σ = 0,015, oraz pojemność C_2 = 250 pF, zatem Lś = σ. L_1 = 0,015. 50 = 0,75 H.

Zakładamy częstotliwość rezonansową na wysokich częstotliwościach fw = 5000 c/s przyjmując że da to, żądany przebieg charakterystyki do fw = 6000 c/s .

Zatem:

$$C_2' = \frac{10^{12}}{(6{,}28\ f_w)^2 . L\acute{s}} = \frac{10^{12}}{(6{,}28 . 5000)^2 . 0{,}75} = 1350\ pF$$

Stąd obliczamy przekładnię:

$$n = \sqrt{\frac{C_2'}{C_2}} = \sqrt{\frac{1350}{250}} = 2{,}32$$

Sprawdzamy nierówność:

6, 28. fw. Lś > Ri

6,28. 5000.0,75 = 23600 > 20000.

zatem wystąpi „pik" i musimy po stronie wtórnej zabocznikować oporem:

$$R_2' = \frac{(6{,}28\ f_w\ L's)^2}{6{,}28 . fw . L's - Ri} = \frac{23600^2}{23600 - 20000} = 155000 \text{ omów}$$

R_2 = R_2' . n^2 = 155000 . $2{,}32^2$ = 0,8 Mg.

W praktyce oprócz bocznikowania, stosuje się np. zwieranie pewnej ilości zwojów.

Krótkozwarte zwoje są równoznaczne powiększeniu tłumienia na wysokich częstotliwościach.

Sposób ten jest o tyle lepszy od tłumienia oporami, że nie zmniejsza w takim stopniu wzmocnienia na innych częstotliwościach. Ilość krótkozwartych zwojów określa się eksperymentalnie.

TRANSFORMATORY WYJŚCIOWE

Przy obliczaniu transformatorów wyjściowych oprócz prawidłowego przebiegu charakterystyki częstotliwości, mamy do spełnienia jeszcze dwa warunki:

1) Dopasowanie lampy do optymalnego oporu pracy.

2) Zachowanie odpowiedniej sprawności transformatora .

1) Pierwszy warunek spełniamy dobierając przekładnię transformatora wg. wzoru:

$$n \cong \sqrt{\frac{R_2}{Ra}}$$

Ra—optymalny opór obciążenia dla danej lampy.
R_2 — opór po stronie wtórnej (np. cewka głośnika).

2) Straty transformatora składają się ze strat w żelazie i strat w miedzi, zaś spółczynnik sprawności określamy wg. następującego wzoru:

$$\eta = \frac{Pw - \Sigma\ str.\ t}{Pw} = \frac{Pu\dot{z}}{Pw} = \frac{I_1^2 . R_2'}{I_1^2 . R_2' + I_1^2 r_1 + I_1^2 r_2' + P\dot{z}}$$

Pw — moc wyjściowa lampy (W),

Puż — moc użyteczna (W),

I_1 — składowa zmienna prądu pierwotnego (A),

r_1 r_2 — opory uzwojenia pierwotnego i wtórnego (Ω),

Pż, — Straty w żelazie (W).

Straty w żelazie są zależne od częstotliwości i od maksymalnej indukcji w żelazie. Przy danym napięciu, ze wzrostem częstotliwości zmniejsza się indukcja. Wynik jest taki, że straty są największe przy najniższych częstotliwościach.

W transformatorach małej mocy dla częstotliwości akustycznych straty w uzwojeniach kilkakrotnie przewyższają straty w żelazie, dlatego w obliczeniach te ostatnie pomijamy.

$$\eta = \frac{I_1^2 . R_2'}{I_1^2 . R_2' + I_1^2 . r_1 + I_1^2 . r_2}$$

dzielimy przez I_1^2,

Zatem:

$$\eta = \frac{R_2'}{R_2' + r_1 + r_2'} = \frac{R_2'}{Ra} \tag{11}$$

najmniejsze straty otrzymamy gdy $r_1 = r_2' = r$

Zatem:

$$\eta = \frac{R_2'}{R_2' + 2r}$$

obliczamy stąd r

$$r = \frac{R_2'}{2} \frac{1-\eta}{\eta} = \backsim \frac{Ra}{2} \frac{1-\eta}{2} \tag{12}$$

Lampa powinna pracować na swój opór optymalny. Z równania (11) i (12), obliczamy przekładnię

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta . Ra}} \tag{13}$$

Przykład:

Obliczamy transformator wyjściowy dla lampy AL4 pracującej od 100 — 8000 c/s przy spadku charakterystyki, = 2 db (Mn = 1,25).

Założenia:

Ra = 7000 omów,
fn = 100 c/s, Mn = 1,25
fw = 8000 c/s, Mw = 1,25
R_2 = 5 omów (opór głośnika dla f = 800 c/s)
η = 0,9,
Ri = 50000 omów.

$$L_1 \backsimeq \frac{Ri}{6,23 . fn . (1 + \frac{Ri}{Ra}) . \sqrt{Mn^2-1}} =$$

$$= \frac{50000}{6.28 (1 + \frac{50000}{7000}) \sqrt{125^2-1}} = 13 \text{ H}$$

$$\sigma \leq \frac{Ri}{L_1 . 6,28 . fw}\left(\frac{Ra}{Ri} + 1\right) . \sqrt{Mw^2-1} =$$

$$= \frac{50000}{13 . 6,28 . 8000}\left(\frac{7000}{50000} + 1\right)\sqrt{1,25^2-1} = 0,065$$

$$n = \frac{Z_2}{Z_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta . Ra}} = \sqrt{\frac{5}{0,9 . 7000}} = \frac{1}{35,5}$$

$$r_1 \leq \frac{Ra}{2} \frac{1-2}{\eta} = \frac{7000}{2} \frac{1,09}{0,9} = \backsim 390 \text{ omów}$$

$$r_2 \leq \frac{390}{33,5^2} = 0,31 \text{ oma}$$

po obliczeniu konstrukcyjnym korygujemy sprawność „η" oraz przekładnię „n".

II. DŁAWIKI

Dławiki małej częstotliwości mają zastosowanie:

1) w t. zw. wzmacniaczach dławikowych, gdzie dławik występuje zamiast oporu omowego jak to ma miejsce we wzmacniaczach oporowych.

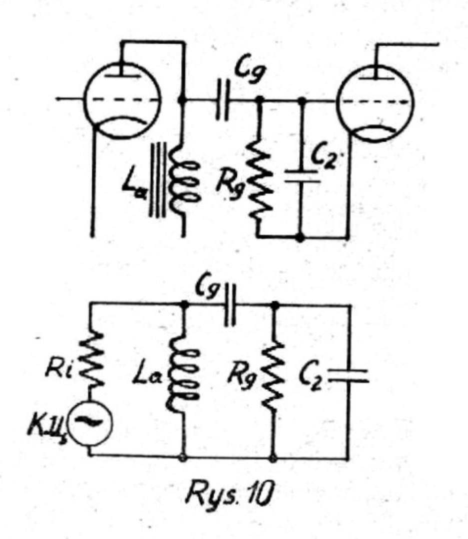
2) W filtrach sieciowych,

3) w modulatorach.

Grupy trzeciej ze względu na temat specjalny omawiać na tym miejscu nie będę.

1. WZMACNIACZE DŁAWIKOWE, rys. 10.

Wzmacniacze tego typu stosuje się w układach, w których chcemy wykorzystać np. wzmocnienia lampy przy równoczesnym niskim napięciu anodowym. Gdybyśmy zastosowali w takim wypadku opór omowy, punkt pracy lampy przesunąłby się na część zakrzywioną charakterystyki anodowej. Z tego względu wzmacniacze dławikowe stosuje się raczej w odbiornikach bateryjnych.



Rys. 10

W odbiornikach sieciowych, w których mamy do dyspozycji zwykle wysokie napięcie anodowe stosujemy wzmacniacz oporowy, który jest i tańszy i dogodniejszy ze względu na przebieg charakterystyki częstotliwości. Mianowicie, we wzmacniaczu oporowym, na niskich częstotliwościach ma wpływ tylko kondensator siatkowy Cg, zaś w dławikowym wpływa indukcyjność dławika La oraz wyżej wspomniany kondensator Cg.

F. M.

(d. c. n.)

Uniwersalny przyrząd pomiarowy

Przy dzisiejszym braku części, radiotechnik ogranicza się na ogół do naprawy odbiorników i rzadko kiedy przystępuje do samodzielnej budowy nowego odbiornika.

Przy obieraniu tematów wzięliśmy tę okoliczność pod uwagę i dlatego w pierwszym rzędzie podajemy opisy przyrządów, które postawią pracę radiotechników na należytym poziomie.

W numerze poprzednim opisaliśmy budowę signal - generatora, dzisiaj podajemy opis uniwersalnego przyrządu pomiarowego, który jest również jednym z najważniejszych narzędzi radiotechnika.

Jakie warunki stawiamy podobnym przyrządom?

Aby odpowiedzieć na to pytanie, musimy sobie zakreślić wielkości pomiarowe normalnie występujące w praktyce .

1) POMIAR PRĄDU STAŁEGO

Napięcia. Należą tu: pomiar napięć żarzenia w granicach od 1 do 4V.

Pomiar napięć siatkowych do 30 V.

Pomiar napięć anodowych i siatek osłonnych do 300V, a nawet do 500V.

Prądy: prąd siatki oscylatora w oktodach i heksodach rzędu do 250 mikroamperów.

Prądy anodowe wzmacniaczy do 5 mA i wzmacniaczy mocy do 150 mA.

2) POMIARY NAPIĘĆ ZMIENNYCH

Napięcia żarzenia od 2,5 do 6,3 V.

Napięcia sieci 110 — 220 V.

Napięcia transformatorów sieciowych do 600 V.

Pomiar prądu zmiennego wchodzi rzadko w rachubę. Jednym z nielicznych wypadków jest naprzykład pomiar prądu żarzenia lamp seryjnych (200 mA).

W większości wypadków w takich odbiornikach znajduje się samoczynny regulator, ustalający wielkość prądu, niezależnie od wahania napięcia sieci. Pomóc sobie tu można zresztą, mierząc na danej lampie napięcie, które podane jest w katalogach .

Wprowadzenie pomiaru prądu zmiennego nastręcza wiele kłopotów, związanych z charakterem skali, poborem prądu na pełne wychylenie — zagadnienia, których wyjaśniać bliżej tu nie będę. Zresztą wiele firm buduje przyrządy bez pomiaru prądu zmiennego, np. bardzo popularny „Avominor Universal".

OMOMIERZ

Oprócz tych pomiarów praktyka wykazała konieczność posiadania omomierza. Omomierz jest bardzo pomocny nie tylko przy pomiarach oporów, ale i przy sprawdzaniu obwodów, kondensatorów i t. d. Za tym ustalmy zakresy:

Napięcia stałe i zmienne — 7,5 30 150 300 750 V.

Prądy stałe — 1,5 15 75 300mA.

Pomiar oporów od 10 do 10000 omów, w środku skali 400 omów .

Zakresy te nie są zresztą wiążące; obieram je dla przykładu i na podstawie niżej przytoczonych obliczeń każdy radioamator może sobie zaprojektować przyrząd o dowolnych zakresach.

Dokładność przyrządu. Przed obliczeniem należy sobie założyć pewną klasę dokładności. Ze względu na brak wzorcowych przyrządów do pomiarów oporów, wycechowania skali, uważam, że klasa 2,5% (t. zn. maksymalny błąd przyrządu w stosunku do pełnego wychylenia nie powinien przekraczać 2,5%), w zupełności radioamatorowi wystarczy.

Cóż należy posiadać dla wykonania podobnego przyrządu?

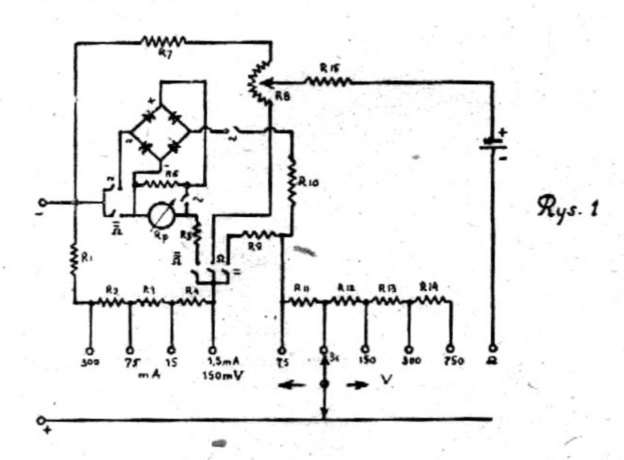
1) Przyrząd (system) z ruchomą ramką o poborze około 1mA (o ile mamy o poborze większym, możnaby przewinąć ramkę).

2) Prostownik kuprytowy lub selenowy na obciążenie około 5 mA (może być typu, używanego do przekaźników telefonicznych).

3) Materiał oporowy, najwygodniej konstantan.

4) Mostek Wheatstona typu np. „Pontavi", oraz przyrząd uniwersalny, np. Multavi II.

Układ naszego przyrządu podany jest na rys 1. Obecnie podam tok obliczenia, przyjmując typ przyrządu (system) 1 mA na pełne wychylenie.



(znaki „=~Ω" wskazują że przy pomiarach prądu stałego, zmiennego, oporów, dane przełączniki winny być zwarte.)

Znaczenie symboli

Ix = ogólne oznaczenie prądu w danym obwodzie.

Ip = prąd, płynący przez system (ramkę ruchomą).

Imin = najmniejsza wartość prądu na zakresach prądowych (u nas 1,5 mA).
Io = prąd omomierza.
U = ogólne oznaczenie napięcia lub spadku napięcia na danym oporze.
Up = spadek napięcia na systemie (ramce),
R = ogólne oznaczenie oporu,
Rp = opór systemu.

Zakres prądu stałego (rys. 2)

Opór wewnętrzny (Rp) przyrządu 1 mA jest zwykle rzędu 100 omów. Ponieważ ramka jest nawinięta drutem miedzianym, którego opór zmienia się o około 4% przy wzroście temperatury o 10°C, należy w szereg z systemem włączyć opór (R5 z konstantanu), tak, by opór wypadkowy zmienił się najwyżej o 2,5% na 10°C (klasa przyrządu). Dla Rp równego 100 omów R5 równa się 50 omów. Zatym spadek napięcia zespołu (Rp + R5) równa się

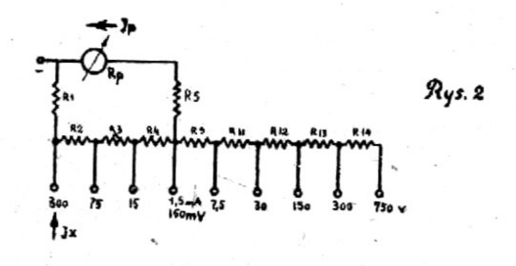
$$U = Ip. (Rp + R5) = 1.150 = 150 \text{ mV}$$

1) Opory boczników:

Suma oporów bocznikujących

$$R = R1 + R2 + R3 + R4$$

$$R = \frac{U}{Imin - Ip} = \frac{150}{1{,}5-1} = 300 \text{ omów}$$


Rys. 2

Opory poszczególne

$$Rx = \frac{(R+R5+Rp).Ip}{Ix} = \frac{(300+50+100):1}{Ix} = \frac{450}{Ix}$$

dla Ix = 300 mA

$$R1 = \frac{450}{300} = 1{,}5 \text{ oma.}$$

Szczegółowe zestawienie wszystkich oporów podaję w tabeli I. W tabeli tej podane są również średnica drutu (konstantan) oraz przybliżone długości. Dla większych oporów podaję wielkość oporu masowego, który z powodzeniem możemy tu zastosować, byleby tylko wartość jego była zawarta w granicach ± 1,5%.

2) Opory napięciowe:

$$R9 = \frac{7{,}5-0{,}15}{1{,}5} = 4900 \text{ omów}$$

$$R11 = \frac{30-7{,}5}{1{,}5} = 15000 \text{ omów}$$

t. d.

Zakres prądu lub napięcia	Oznaczenie oporu	Wartość w omach	Średnica drutu lub typ oporu	Długość w m. lub cm.	Uwagi
300 mA	R 1	1,5	∅ 0,5 mm	68 cm.	
75 „	R 2	4,5	0,3 „	71 „	
15 „	R 3	24,0	0,1 „	46 „	
1,5 „	R 4	270,0	0,1 „	420 „	
	R 5	50,0	0,1 „	96 „	
	R 6	ok. 300	0,1 „	490 „	
	R 7	100	0,1 „	192 „	
	R 8	50	—	—	potencjometr
7,5 V	R 9	4900	0,05 „	19,6 m	
7,5 V „	R 10	ok.4700	0.05 „	19 „	
30 V	R 11	15000	1 Wat		
150 „	R 12	80000	1 „		
300 „	R 13	100000	1 „		
750 „	R 14	300000	2 „		
	R 15	338,8	∅ 0,1mm	6.5 „	

3) Obliczenie oporów omomierza (rys. 3),

Założenia: a) opór wewnętrzny przyrządu 400 omów (wartość na środku skali);
b) napięcie bateryjki 1 ÷ 1,5 V.

Opór systemu wraz z bocznikami wynosi

$$= \frac{(R1+R2+R3+R4) . (R5+Rp)}{R1+R2+R3+R4+R5+Rp} = 100 \text{ omów}$$

Przyjmuję średnie napięcie bateryjki 1,2 V.

$$\text{Prąd Io będzie równy Io} = \frac{1{,}2 . 1000}{4000} = 3 \text{ mA}$$

Zatym obieramy R7 równe 100 omów oraz R8 równe 50 omów.

W środkowym położeniu ślizgacza potencjometru, opór wypadkowy równa się

$$R \text{ wyp.} = \frac{125}{2} = 62{,}5 \text{ oma.}$$

W skrajnym położeniu

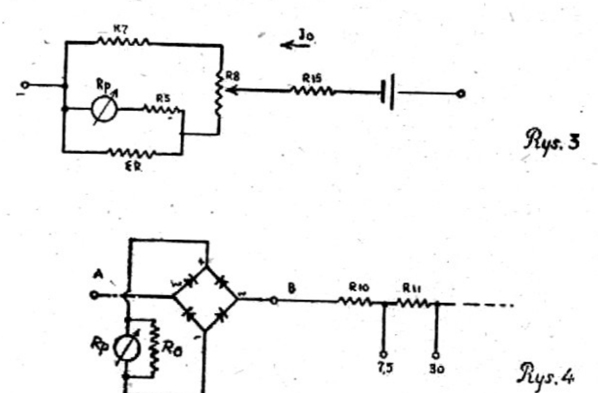
$$R \text{ wyp.} = \frac{150 . 100}{150+100} = 60 \text{ omów}$$

średnio

$$R \text{ wyp.} = \frac{62{,}5+60}{2} = 61{,}2 \text{ oma}$$

Zatym R15 = 400 — 61,2 = 338,8 oma.

4) Obliczenie zakresu prądu zmiennego (rys. 4).


Rys. 3

Rys. 4

Ponieważ opory napięciowe służą dla zakresu prądu stałego i zmiennego, pobór przyrządu dla obu zakresów musi być taki sam.

Prąd wyprostowany (wartość średnia) winien być teoretycznie równy

$$I_{śr} = \frac{1,5}{1,11} = 1,35 \text{ mA}$$

należy zatym zabocznikować system oporem R6, który równy jest:

$$R\,6 = \frac{Rp.\ Ip}{1,35-1} = \frac{1000,1}{0,35} = 285 \backsim 300 \text{ omów}$$

Opór ten dokładnie ustalimy przy cechowaniu.

W punktach A-B spadek napięcia wynosi około 0,5V (zależy zresztą od typu użytego prostownika). Zatym opór R10 wynosi:

$$R\,10 = \frac{7,5-0,5}{1,5} \cdot 1000 = 4600 \backsim 4700 \text{ omów.}$$

Również i ten opór dokładnie ustalimy przy cechowaniu

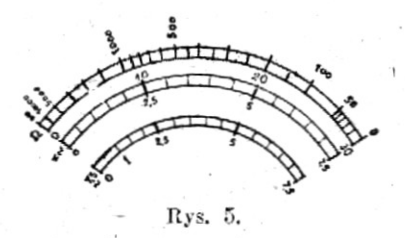
CECHOWANIE PRZYRZĄDU

1) **Prąd stały.** Po dokładnym wymierzeniu oporów i połączeniu nastawiamy przy pomocy opornika regulującego dokładnie na napięcie 7,5 V; (równolegle załączamy przyrząd wzorcowy) i dzielimy skalę na 3 części (odpowiednio 2,5, 5, 7,5 V). Następnie przy kreśleniu podzielimy każdy sektor na 5 równych części.

2) **Prąd zmienny.** Przy prądzie zmiennym będziemy mieli 2 skale. Jedna dla zakresu 7,5 V (nieco zagęszczona na początku skali ze względu na zmienny opór prostownika), oraz druga mniej więcej równomierna, dla zakresu od 30 do 150 V praktycznie pokrywająca się ze skalą dla prądu stałego.

Porządek cechowania przy prądzie zmiennym. Nastawiamy przyrząd na zakres 150 V z równolegle włączonym przyrządem wzorcowym.

Regulujemy dokładnie na 150 V i odwijamy lub dowijamy opór R6 tak, by wskazówka pokryła się z wychyleniem dla 150 V prądu stałego; w tym momencie pobór prądu wynosi dokładnie 1,5 mA.



Rys. 5.

Następnie przełączamy na zakres 7,5 V i, odwijając lub dowijając opór R10, staramy się doprowadzić wskazówkę na pełne wychylenie; cechujemy dla punktów, odpowiadających napięciom 1 2,5 5 7,5 V. Przy kreśleniu skali dzielimy z pewnym zagęszczeniem na początku skali.

Zakres omowy. Punkty, odpowiadające określonym oporom, są zależne od charakteru skali dla prądu stałego. Łatwo je wyliczyć z następującego wzoru:

$$Ax = \frac{Amax}{1 + \frac{Rx}{Rw}}$$

gdzie Ax — wychylenie, odpowiadające mierzonemu oporowi.

Amax — ilość działek, odpowiadająca pełnemu wychyleniu (w naszym wypadku 15).

Rx — opór mierzony.

Rw — wewnętrzny opór przyrządu na zakresie omowym (u nas Rw=40 om).

Wyliczenia wg. powyższego wzoru podane są w tabeli II.

TABELA II

Rx omów	Ax podziałek
0	15
50	13,3
100	12
200	10
300	8,6
400	7,5
500	6,7
1000	4,3
2000	2,5
5000	1,1
10000	0,6
∞	0

Po starannym opisaniu przyrząd gotowy. Mamy zatym przyrząd o wewnętrznym oporze około 667 omów na 1 Volt. Budowanie przyrządów o większym oporze, np. 2000 omów na Volt i tp., nie zawsze jest potrzebne, a systemy ze względu na czułość, są delikatne i bardzo wrażliwe na wstrząsy. Praktycznie i tak nigdy dokładnie nie zmierzymy napięć np. na siatce ekranującej, bo prąd przyrządu stanowi pokaźny procent prądu siatki, np. Isc = 0,3 mA, I przyrz. = 0,2 do 0,3 (5000 om na 1 V.), zatym i tu wynik fałszywy, gdy opór redukujący jest rzędu części megoma.

Jak już wspomniałem, opory mniejsze nawijamy na szpuleczkach, drut oporowy konstantan. Na opory większe z powodzeniem możemy użyć oporów węglowych, dobieramy je jednak na większe obciążenie, tak, by nie ulegały nagrzaniu.

OBUDOWANIE ZEWNĘTRZNE

Wykonanie zewnętrzne zostawiam fantazji radioamatora, który, kierując się posiadanymi częściami, najlepiej zaprojektuje odpowiednie obudowanie. W braku przełącznika zakresowego można by wbudować gniazdka telefoniczne. Przełącznik na prąd zmienny i stały posiada 3 pozycje: w

pierwszej pozycji mierzymy prąd stały, w drugiej prąd zmienny, w trzeciej opory. Bateryjkę do omomierza o napięciu 1,5 v. (1 ogniwo z płaskiej bateryjki) najwygodniej umieścić u spodu pudełka w odpowiednim schowku. Omomierzem posługujemy się w sposób następujący: zwieramy zaciski i przy pomocy potencjometra R8 regulujemy wskazówkę na pełne wychylenie (Rx = O), następnie rozwieramy i mierzymy.

Żywię nadzieję, że tych kilka wskazówek przyda się niejednemu radioamatorowi, który tanim kosztem zaopatrzy się w wartościowy i wygodny przyrząd.

F. M.

Mikrofony

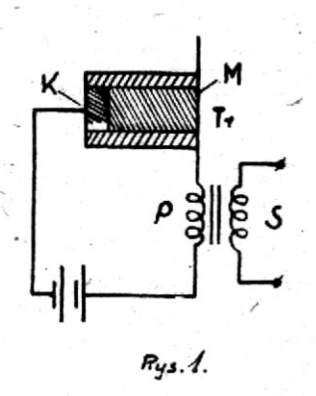
W zależności od fizycznych zasad działania, rozróżniamy następujące typy mikrofonów:

a) mikrofony węglowe,
b) mikrofony elektrodynamiczne,
c) mikrofony pojemnościowe, (kondensatorowe),
d) mikrofony elektromagnetyczne,
e) mikrofony jonowe (katodofony),
f) mikrofony piezoelektryczne.

Zasada działania mikrofonu elektromagnetycznego polega na odwróceniu czynności zwykłej słuchawki, w której umocowana membrana drga w polu magnetycznym, powodując indukowane napięcia w uzwojeniu elektromagnesu. Obecnie system ten nie jest używany ze względu na jego duże wady. Dotyczy to również i tak zwanych katodofonów, w których fale dźwiękowe oddziaływały na prąd jonowy, przepływający w lampie, wywołując powstanie zmiennych prądów niskiej częstotliwości. Ostatnio wprowadzone mikrofony piezoelektryczne mają membranę stykającą się z kryształem piezoelektrycznym, który pod wpływem drgań mechanicznych wytwarza stosunkowo duże napięcia zmienne. Charaktestyka częstotliwościowa takiego mikrofonu jest dostatecznie płaska i przyczynia się do dobrego odtwarzania wysokich tonów. Ze względu na specyficzne własności działania tego rodzaju mikrofonów będą one tematem osobnego artykułu. Najczęściej są używane mikrofony węglowe, elektrodynamiczne i pojemnościowe, które obecnie omówimy. Mikrofony, których membrany są dostatecznie elastyczne i znacznie się odchylają pod wpływem ruchu cząstek powietrza należą do ogólnej kategorii mikrofonów „dynamicznych". Jeżeli natomiast membrana jest sztywnie umocowana i reaguje tylko na zmianę ciśnienia dźwięku, mikrofon taki nazywa się „ciśnieniowym". Ważną rolę w działaniu mikrofonu gra stosunek ciśnienia do wywołanego odchylenia membrany.

a) Mikrofon węglowy.

Mikrofon węglowy jest oporem, przez który przepływa prąd stały, i którego wielkość zmienia się pod wpływem drgań dźwiękowych, działających na membranę (rys. 1). Węgiel stanowiący powyższy opór składa się ze sproszkowanego koksu, którego drobiny mają średnicę 0,1—1mm oraz składników wiążących. Jest on zawarty między dwoma elektrodami, z których jedna (K) jest również zrobiona z węgla, zaś druga (M) jest membraną drgającą pod wpływem fal dźwiękowych. Opór spoczynkowy kondensatora węglowego wynosi w zależności od wykonania i przeznaczenia 30 — 60 lub 100 — 500 omów. Opór ten, opór stratny obwodu oraz napięcie Eo źródła zasilającego wyznaczają prąd spoczynku Io (rys .2); pod wpływem ciśnienia fal dźwiękowych zmienia się opór mikrofonu i na prąd Io nakłada się odpowiedni prąd zmienny. Transformator Tr (rys. 1) przenosi składową zmienną do obwodu wtórnego S, który jest połączony z wejściem wzmacniacza. Ponieważ membrana drga nierównomiernie w obie strony od położenia równowagi, występują przy jej dużych odchyleniach znaczne zniekształcenia nieliniowe; wadę tą usuwa się w mikrofonach lepszej konstrukcji przez użycie bardzo małych drobin węglowych, znajdujących się pod pewnym określonym ciśnieniem, powodując znaczne tłumienie płytki drgającej. Ze względu na małe odchylenie membrany, wytwarzane zmienne napięcia elektryczne są słabe i wymagają użycia specjalnego wzmacniacza wstępnego, załączonego między mikrofonem, a wzmacniaczem głównym. Dużą wadą mikrofonów węglowych jest charakterystyczny „szum", pochodzący od przypadkowych przesunięć drobin węglowych i spiekania się szczególnie obciążo-



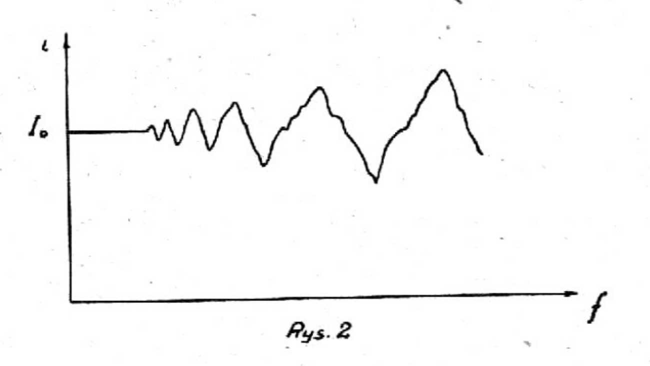
Rys. 1.

nych styków. Stosując specjalny proszek węglowy bardzo rozdrobniony oraz inne środki konstrukcyjne można w dużym stopniu te wady usunąć.

Własnością charakterystyczną mikrofonów węglowych jest istnienie t. zw. „poziomu wzbudzania", określonego przez wielkość ciśnienia dźwiękowego, poniżej którego mikrofon nie działa. Ponieważ ruchy membrany są stosunkowo małe w porównaniu z drganiami cząstek powietrza, mikrofony węglowe należą do typu „ciśnieniowego".

b) Mikrofony elektrodynamiczne.

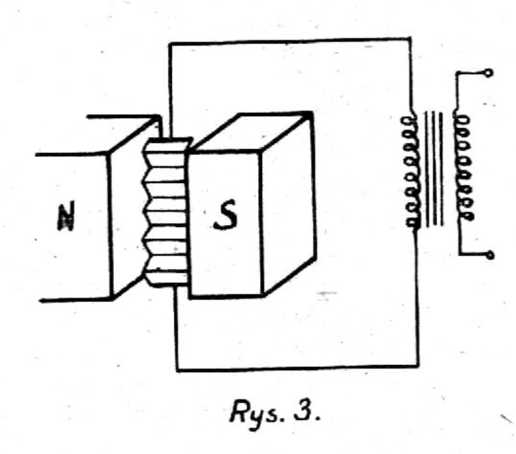
Najprostszym typem mikrofonu elektrodynamicznego jest t .zw. mikrofon wstążkowy, w którym lekko umocowana falista wstążka aluminiowa o grubości około 3 mikronów drga w równomiernym polu magnetycznym (rys. 3). Masa wstążki, usztywnionej w kierunku poprzecznym przez formę falistą jest tak mała, że membrana



Rys. 2

reaguje na drgania dźwiękowe bardzo wielkiej częstotliwości. Przy tym powstaje SEM indukowana, która jest proporcjonalna do szybkości ruchu drgającego. Mikrofon jest więc typu „dynamicznego". Transformator włączony w obwód podwyższa powstające w ten sposób napięcie zmienne; jednocześnie mały opór właściwego generatora jest dopasowany do wysokiego oporu obciążenia, co pozwala na optymalne przekazywanie mocy wytworzonej przez drgania wstążki. Dla częstotliwości powyżej 10000 c/s skuteczność mikrofonu wstążkowego stromo maleje; to samo zachodzi zresztą przy bardzo małych częstotliwościach, gdyż długie fale dźwiękowe uginają się wzdłuż wstążki, powodują tłumienie siły drgań przez przeciwdziałanie po przeciwnej stronie powierzchni wstążki. W wypadku nierównomierności pola magnetycznego w szczelinie między biegunami występują znaczne zniekształcenia nieliniowe.

Drugim typem dynamicznego mikrofonu jest mikrofon z cewką ruchomą, podobny w swym działaniu do głośnika zbudowanego na tejże zasadzie. Cewka przymocowana do membrany wchodzi częściowo do okrągłej szczeliny powietrznej magnesu stałego. Częstotliwość rezonansu membrany, która ma ciężar nieprzekraczający kilku dziesiętnych części grama oraz małą elastyczność własną, wynosi około 100 c/s. Wykorzystanie innych częstotliwości rezonansowych układu mikrofonowego oraz stosowanie różnych



Rys. 3.

środków wyrównawczych i tłumiących, pozwala otrzymać równomierny przebieg charakterystyki częstotliwościowej dla całego zakresu akustycznego.

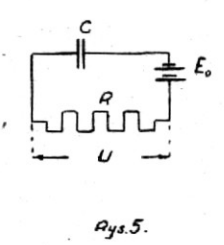
c) Mikrofon kondensatorowy.

Są to kondensatory powietrzne, w których odległość między elektrodami zmienia się periodycznie pod wpływem fal dźwiękowych. Jedna z elektrod jest sztywna, druga służy jako membrana; dlatego jest wykonana z lekkiego metalu. W pewnym wykonaniu jest ona tak bardzo mocno naciągnięta, że znajduje się blisko granicy wytrzymałości elastycznej; powoduje to przesunięcie częstotliwości własnej (rezonansu) daleko w górę. W tych warunkach mikrofon kondensatorowy jest typu „ciśnieniowego" i ma stosunkowo stały stosunek między ciśnieniem dźwiękowym a

odchyleniem membrany dla dużego zakresu częstotliwości. W innym wykonaniu wprowadza się między słabo naciągniętą membranę M o grubości około 0,5 mikronów (rys. 4), a elektrodą stałą E słup powietrza (około 2 mm), który wprowadza dodatkowe siły elastyczne, przesuwające częstotliwość własną membrany do zakresu bardzo wielkiej częstotliwości.

Rys. 4

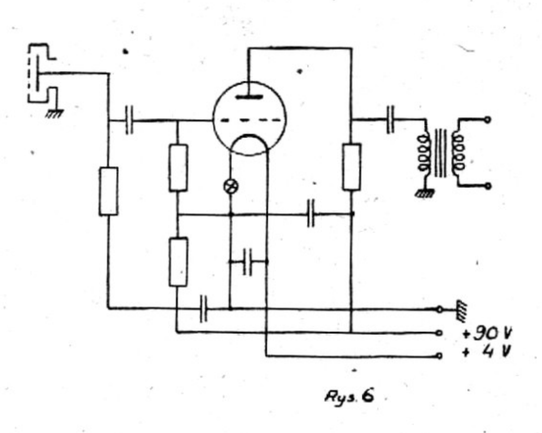
Powoduje to stałość stosunku ciśnienia dźwiękowego do wychylenia membrany, a więc równomierną charakterystykę częstotliwościową. Rys. 5 daje układ elektryczny



Rys. 5.

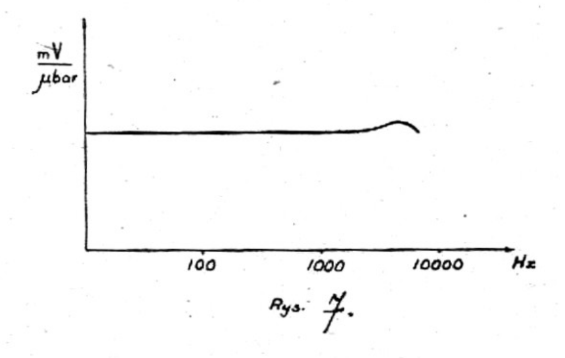
mikrofonu kondensatorowego. Mikrofon ten może być stosowany w układach niskiej częstotliwości oraz w układach wysokiej częstotliwości (najprostszy sposób modulacji częstotliwości). Celem zmniejszenia nieczynnej pojemności przez szkodliwie długie przewody łączące kapslę mikrofonową, montuje się ją w jednej budowie ze wzmacniaczem mikrofonowym, który może być np. w układzie rys. 6.

Charakterystyka częstotliwościowa mikrofonu kondensatorowego jest podana na rys. 7. Praktycznie przebiega ona zupełnie równomiernie w dolnym i średnim zakresie częstotliwości aku-



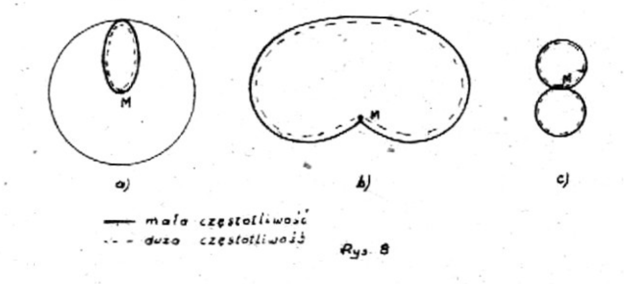
Rys. 6

stycznych, wykazując pewne podwyższenie dla większych częstotliwości, co się tłumaczy rezonansem własnym membrany. Poza tym mikrofony te podobnie do głośników mają silnie zaznaczoną zmianę czułości od kierunku fal wzbudza-



Rys. 7.

jących, która szczególnie występuje dla większych częstotliwości i zmniejsza się w miarę zmniejszania się częstotliwości. Rys. 8a i 8c przedstawiają podobne charakterystyki kierunkowe dla specjalnych typów mikrofonu kondensatorowego, zwanych nerkowymi i ósemkowymi (na-

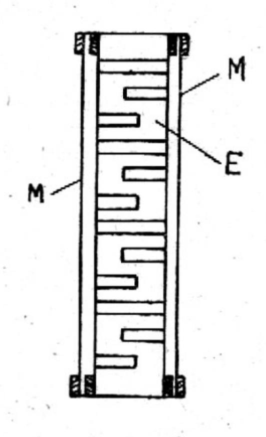


Rys. 8

zwy te pochodzą właśnie od formy charakterystyk), służących do dostosowania się do każdorazowo danych warunków odtwarzanych audycji, więc biorących pod uwagę rozmieszczenie

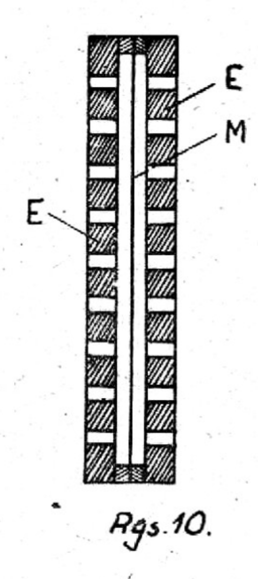
orkiestry, akustykę przestrzenną i t. d. Reagują one tylko na energię dźwiękową, która dochodzi do mikrofonu z określonych kierunków.

Wygląd zewnętrzny mikrofonów nerkowego i ósemkowego jest podobny do wyglądu normalnego mikrofonu kondensatorowego. Natomiast są one zbudowane zupełnie inaczej. Mikrofon nerkowy (rys .9) ma dwie membrany M, między którymi znajduje się elektroda pomocnicza E, posiadająca szereg otworów; czynny słup powietrza



Rys. 9.

jest więc ograniczony z obu stron. Urządzenie to powoduje, że z obu membran czynna jest tylko ta, która jest zwrócona do źródła dźwięku. W tym wypadku ciśnienie dźwiękowe i gradient ciśnienia (t. j. różnica ciśnień między przednią a



Rys. 10.

tylną membraną) działają zgodnie. Dla membrany tylnej, działania te wzajemnie się kompensują i membrana zostaje w spoczynku. Otrzymuje się charakterystykę czułości kierunkowej, typu danego na rys 8b. Mikrofon ósemkowy ma jedną membranę, umieszczoną między dwiema dziurkowanymi elektrodami nieruchomymi. Działanie jego polega na różnicy ciśnienia przed i za membraną t. zn. zależy tylko od gradientu ciśnienia, który znowu jest wyznaczany przez wielkość i formę kapsli mikrofonowej. Prostopadle do płaszczyzny membrany czułość mikrofonu jest taka sama po obu jej stronach. Jeżeli jednak źródło dźwięku znajduje się w płaszczyźnie membrany, nie może ono wytworzyć różnicy ciśnień po obu stronach membrany i mikrofon zupełnie nie reaguje. Na rys. 8c widzimy charakterystykę kierunkową mikrofonu kierunkowego. Praktycznie osiągalna czułość mikrofonów znacznie się waha w zależności od stosowanego typu.

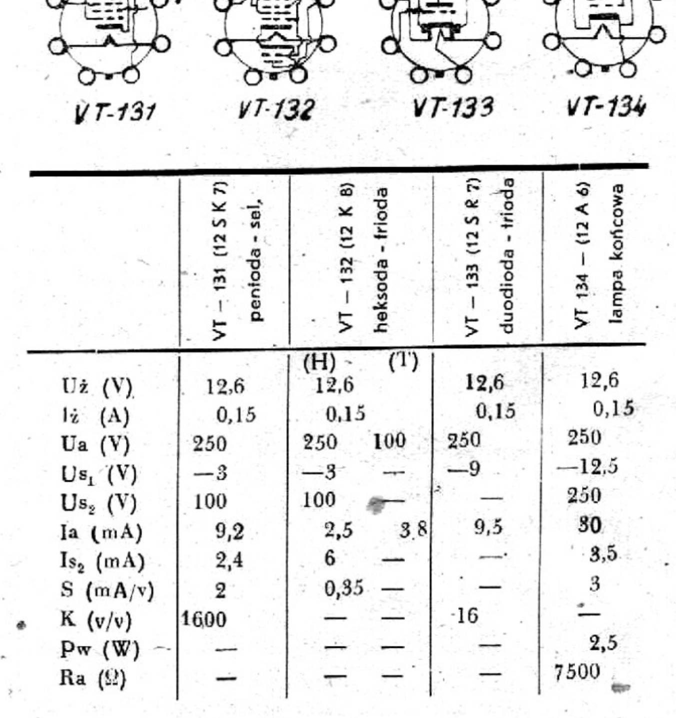
Naogół można przyjąć dla:
mikrofonów kondensator. ze

wzmacniaczem wstępnym	3,00 m/V	mikrobar
mikrofonów wstążkowych	0,01	„
mikrofonów z cewką ruchomą	0,50	„
mikrofonów węglowych	50,00	„

inż. Miłosz G.

ODPOWIEDZI SKRZYNKI TECHNICZNEJ

Ob. Maria Szymańska. Lampy amerykańskie wymienione w liście należą do serji 12,6 woltowej. Jest to komplet lamp do odbiornika superheterodynowego. Poniżej podajemy dane wymienionych lamp.



	VT — 131 (12 S K 7) pentoda - sel,	VT — 132 (12 K 8) heksoda - trioda (H)	(T)	VT — 133 (12 S R 7) duodioda - trioda	VT 134 — (12 A 6) lampa końcowa
Uż (V)	12,6	12,6		12,6	12,6
Iż (A)	0,15	0,15		0,15	0,15
Ua (V)	250	250	100	250	250
Us_1 (V)	—3	—3	—	—9	—12,5
Us_2 (V)	100	100	—	—	250
Ia (mA)	9,2	2,5	3,8	9,5	30
Is_2 (mA)	2,4	6	—	—	3,5
S (mA/v)	2	0,35	—	—	3
K (v/v)	1600	—	—	16	—
Pw (W)	—	—	—	—	2,5
Ra (Ω)	—	—	—	—	7500

Przegląd schematów

W numerze bieżącym podajemy 4 układy odbiorników produkcji ostatnich lat. Dwa z nich, odbiorniki na lampach serii „D", zasługują na szczególną uwagę, ze względu na ich zasilanie, oraz zastosowanie ostatnich nowości w odbiornikach bateryjnych, które przy dobrej jakości odtwarzania winny być oszczędne w eksploatacji.

Schemat Nr. 5 to super Minerwa 415B; siedem obwodów, częstotliwość pośrednia 483 kc/sek., heksoda — trioda jako mieszacz i oscylator, pentoda — selektoda jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, dioda — pentoda jako detektor i wzmacniacz niskiej częstotliwości, trioda jako driver i podwójna trioda jako wzmacniacz w kl. B. 3 zakresy fal, możliwość odtwarzania płyt gramofonowych.

Do szczegółów godnych uwagi należą:

Trioda heksody otrzymuje na zakresie fal krótkich wyższe napięcie anodowe w porównaniu z innymi zakresami. Pozwala to na pewne oscylacje zakresu krótkofalowego przy wyczerpanej anodówce. Podobnie jak w odbiornikach wyższej klasy, zastosowano tu regulację szerokości wstęgi; reguluje się przez zmianę sprzężenia w pierwszym filtrze pośredniej częstotliwości. W obwodzie drivera znajduje się filtr nastrojony na 9 kc/sek., usuwający gwizdy interferencyjne. Ostatni stopień pracuje w kl. B; dla zmniejszenia zniekształceń, zastosowano ujemną reakcję. Ze względów eksploatacyjnych, należy podkreślić małe zużycie prądu; wynosi on przy średniej sile głosu dla 90 Volt baterii 6 — 8 mA. Oświetlenie skali odbywa się z oddzielnej bateryjki 4,5 woltowej. Dzięki temu nie obciąża się baterii żarzenia, która przy odpowiedniej pojemności (1 suchy element) może starczyć na wiele miesięcy.

Schemat 6. Sieciowy super Hornyphon 136 A. Siedem obwodów, 3 lampy o połączonych systemach, 3 zakresy fal 32—52, 190—590, 680—2000 m., z pozycją na odbiór stacji lokalnej.

Częstotliwość pośrednia 128 kc/sek.

W obwodzie prostownika, możliwości przełączenia na niższe napięcie anodowe (oszczędność 20%).

Schemat 7. Odbiornik typu wojskowego wykonany przez firmy Blaupunkt i Philips — Valvo.

Zasługuje na uwagę ze względu na uniwersalność zasilania. Odbiornik ten może pracować z baterii, z sieci prądu stałego od 85 V — 280 V, z sieci prądu zmiennego od 110 V — 265 V, włączany przy pomocy jednego przełącznika i przekaźników.

3 zakresy fal: 18,9—51, 184—540, 690—2000 m. 7 obwodów w tym we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości.

Trioda — heksoda jako mieszacz i oscylator, 2 stopnie wzmocnienia pośredniej częstotliwości na pentodach. Dioda - trioda, jako detektor i wzmacniacz niskiej częstotliwości, trioda jako driver, podwójna trioda, jako wzmacniacz w kl. B. Dodatkowo możliwość wzmocnienia sygnałów z mikrofonu przy pomocy osobnego wzmacniacza na pentodzie.

Najciekawszym jest tu sposób zasilania; przy zasilaniu z baterii, odbiornik może pracować z 2 względnie 1 ogniwa, 1,5 woltowego oraz anodówki. Przy zasilaniu z sieci, prąd żarzenia jest regulowany „Urdoxem". Aby uniknąć uszkodzenia wrażliwych lamp, przy nagłych skokach napięcia, równolegle do sieci, włączona jest neonówka z przekaźnikiem Rel. 1. W wypadku nadmiernego napięcia, neonówka pobiera duży prąd, uruchamia przekaźnik, który wyłącza odbiornik z sieci.

Zależnie od tego, czy zasilamy odbiornik z sieci prądu stałego, czy zmiennego, przekaźnik Rel. 2 połączony na sieć w szereg z dławikiem (różna oporność przy prądzie stałym i zmiennym) otwiera albo zwiera prostownik zasilający obwód żarzenia i anody.

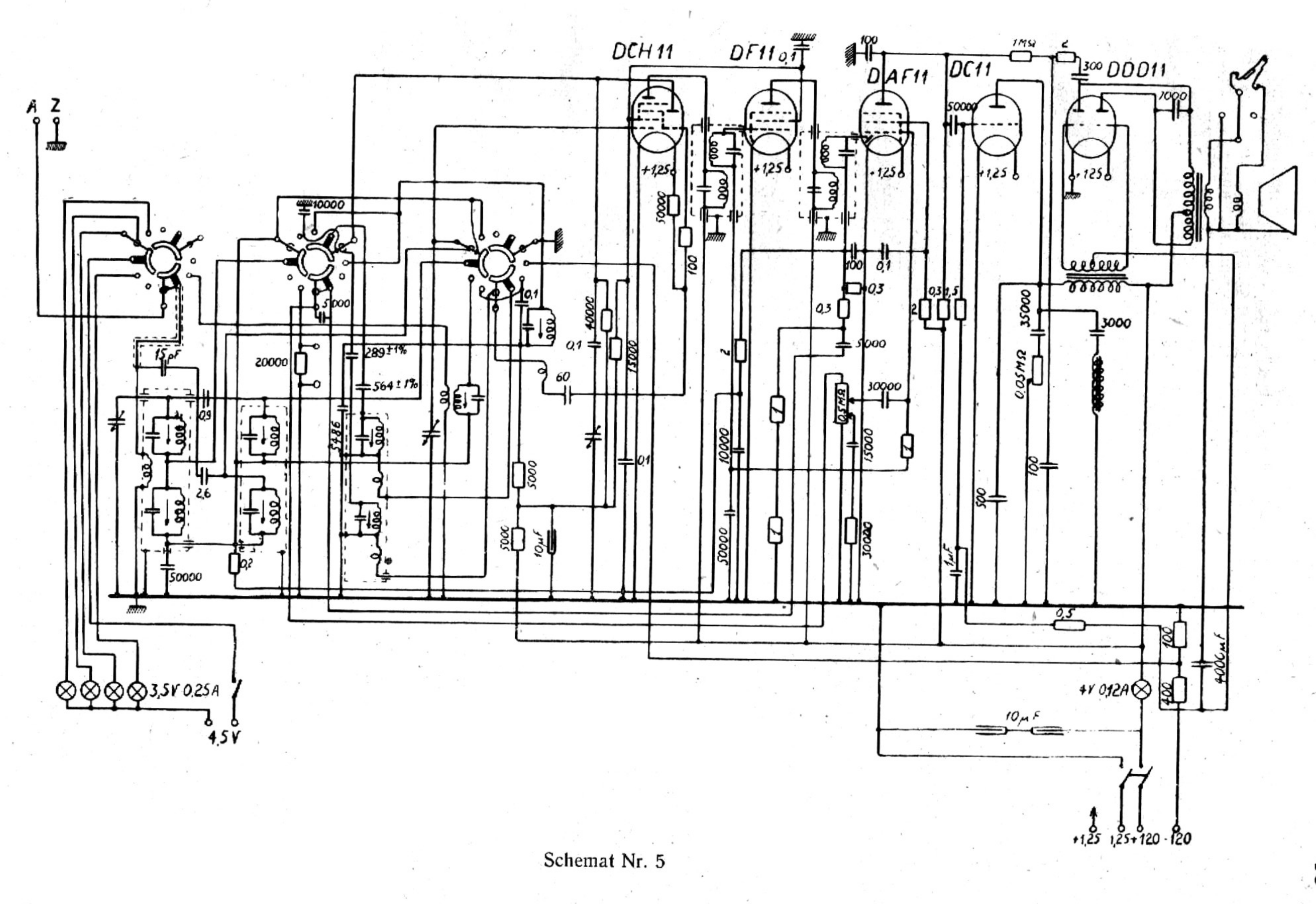
Odbiornik odznacza się dużym zasięgiem i selektywnością.

Schemat 8. Super Olimpia 396 WSK. 7 obwodów, 6 lamp, zakresy 13—20, 18—32, 28—65, 62—198, 190—580 m, częstotliwość pośrednia 468 kc/sek. Wzmacniacz wysokiej częstotliwości na pentodzie, heksoda - trioda jako mieszacz i oscylator, duodioda - pentoda jako wzmacniacz pośredniej i detektor, magiczne oko, jako wskaźnik i wzmacniacz niskiej częstotliwości.

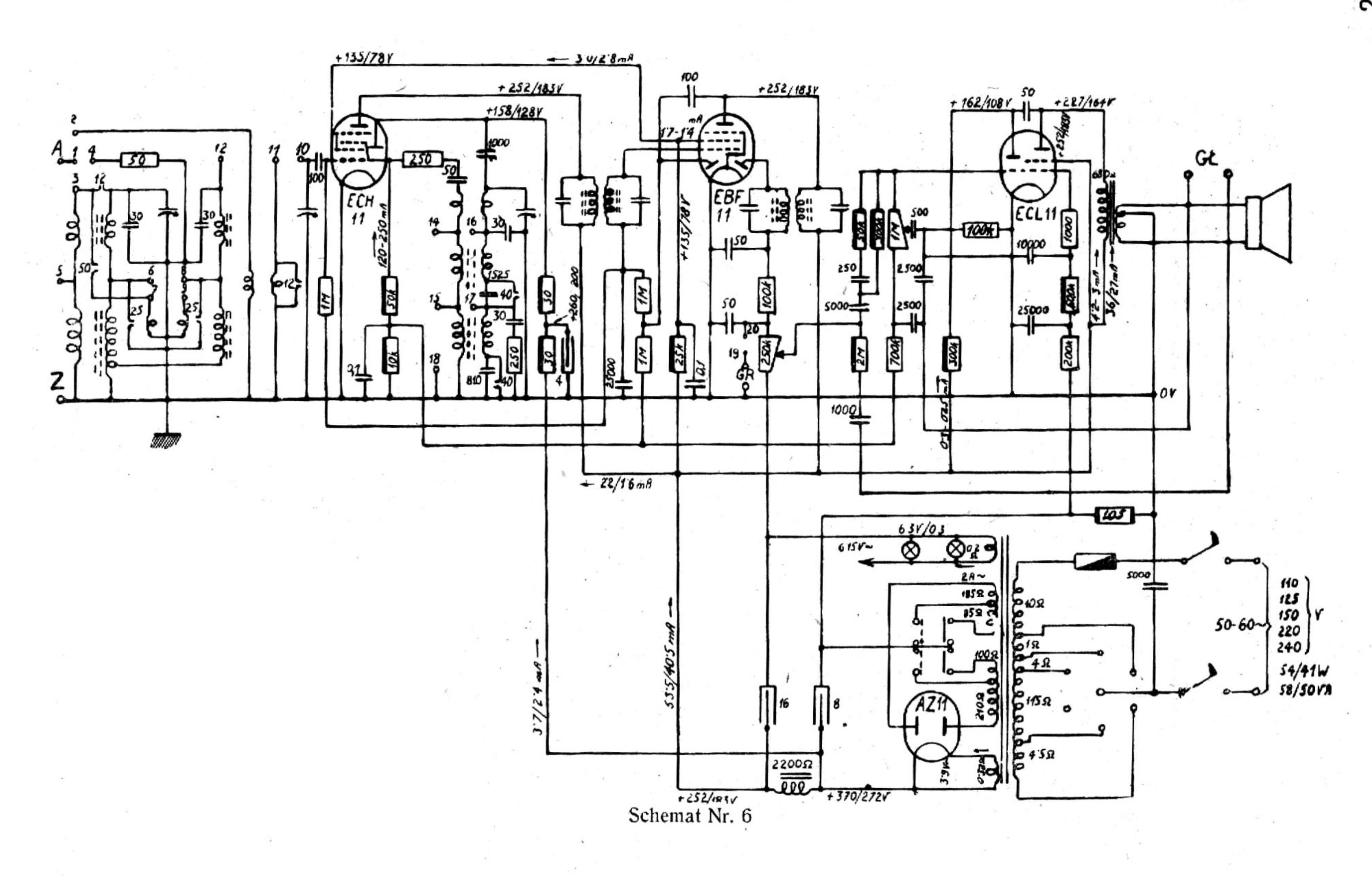
Wzmacniacz końcowy na 2 równoległych pentodach, daje na wyjściu ca. 8 — 9 Watt. Regulacja szerokości wstęgi w obu filtrach pośredniej częstotliwości.

Ujemna reakcja silnie działająca w kierunku uwypuklenia niskich i wysokich tonów.

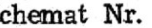
Dla kompensacji „buczenia" w szereg z cewką drgającą głośnika, włączone jest uzwojenie, w którym indukuje się napięcie z filtrującego dławika.


A
Z
3,5V 0,25A
4,5V
DCH11
DF11
DAF11
DC11
DDD11
+1,25
4V 0,12A
+1,25 1,25+120 -120
10μF
4000μF

Schemat Nr. 5


ECH 11
EBF 11
ECL11
AZ11
+135/78V
+252/183V
+158/128V
+162/108V
+287/164V
+370/272V
0V
Gł
50-60~
110
125
150
220
240
V
54/41W
58/50VA
Schemat Nr. 6

Schemat Nr. 7



Schemat Nr. 8

Lampy amerykańskie

Rozmaitość typów, trudność orientowania się w przeznaczeniu lampy według cyfrowych oznaczeń, skłoniły amerykańskie wytwórnie do wprowadzenia standartu w oznaczeniach lamp radiowych. W roku 1933 Komitet standaryzacyjny Stowarzyszenia Producentów Radiowych (R. M. A.) ustalił następujące sposoby oznaczania lamp odbiorczych.

Oznaczenie charakteryzujące dany typ lamp składa się z trzech lub czterech symboli:

1) liczby (lub grupy liczb),
2) jednej lub kilku liter charakterystycznych,
3) końcowej liczby,
4) dodatkowej litery (grupy liter).

Pierwszy symbol liczbowy określa przybliżone napięcie żarzenia;

Liczba 1 oznacza wszystkie napięcia żarzenia poniżej 2,1 V,

Liczba 2 oznacza napięcie pomiędzy 2,1 a 2,9 V.

Liczba 3 oznacza napięcia pomiędzy 3 i 3,9 V i t. d.

N. p. liczba 1 użyta jest dla lamp 1,4 V (1 LA6, 1 H5-G) oraz dla lamp 2 V (1 A6);

Liczba 2 użyta jest dla lamp 2,5 V (2 A3).
Liczba 5 określa żarzenie 5 V (5 Z3).
Liczba 6 określa żarzenie 6,3 V (6 F6).
Liczba 12 określa żarzenie 12,6 V (12 A5) itd.

2) Symbol literowy określa poniekąd przeznaczenie i jest jedynym znakiem odróżniającym lampy tego samego typu (1 A6, 1 C6). Lampy odbiorcze z wyjątkiem prostowniczych) otrzymują litery w kolejności alfabetycznej począwszy od litery A. Lampy prostownicze oznacza się począwszy od litery Z w kolejności odwrotnej. Ze względu na wielką ilość lamp stosuje się często litery podwójne, a zwłaszcza tam gdzie chodzi o odróżnienie lampy nowej konstrukcji od starego typu, np. 6Z5 i 6ZY5G, 6B5 i 6AB5.

W lampach metalowych wprowadzano początkowo siatkę sterującą na wierzch balonu, ostatnio produkuje się również typy lamp o charakterystykach podobnych ale z siatką wyprowadzoną w cokole. Dla odróżnienia dodaje się w tych typach literę S (Single-ended) przed literą charakterystyczną, np. 6K7 i 6SK7, 6F5 i 6SF5.

Ogólnie biorąc lampy te nie są zawsze elektrycznie takie same; np. 6SK7 -ma większe nachylenie i spółczynnik wzmocnienia, aniżeli 6K7.

3) Końcowa liczba określa ilość czynnych elementów lampy wyprowadzonych na zewnątrz, przyczym grzejnik przyjmuje się jako jeden element. Np. lampa 2A5 ma pięć czynnych elementów, 1 grzejnik, 1 katodę, 2 siatki, 1 anodę. Siatki chwytnej, która jest połączona z katodą wewnątrz lampy nie liczy się.

4) Z chwilą wprowadzenia lamp szklanych o tych samych charakterystykach co odpowiednie typy metalowe, wprowadzono dodatkowe litery dla odróżnienia. Litery te zatem określają mechaniczne właściwości lampy. Stosowane są następujące oznaczenia:

a) dla lamp z cokołem oktalowym („Octal — base" patrz rys. 2);

M — bańka metalowa;
G — bańka szklana;
GM — bańka szklana z osłoną metalową (aluminium);
GT — bańka szklana cylindryczna, skrócona (w porównaniu z typem G);

b) dla lamp o cokole loktalowym („Lock-in" „Locktal") rys. 3.

GL — bańka szklana (cokół szklany);
ML — bańka metalowa (cokół szklany);
LM — bańka metalowa;
LT — bańka szklana;

Charakterystyki i budowa wewnętrzna lamp, różniących się tylko końcowymi literami są identyczne, różnice występują jedynie w pojemnościach między elektrodami (wpływ metalowej osłony).

Zatem lampy 6K7, 6K7G i 6K7GT posiadają te same charakterystyki tylko 6K7 jest lampą metalową, 6K7G lampą szklaną w wykonaniu normalnym, 6K7GT lampa szklana o bańce cylindrycznej krótkiej.

PRZYKŁADY OKREŚLENIA LAMP.

Lampa 2A3 musi posiadać trzy czynne elementy (liczba 3); ponieważ nie jest lampą prostowniczą (A) musi być triodą bezpośrednio żarzoną (włókno, siatka, anoda), liczba 2 wskazuje na żarzenie 2,5 V.

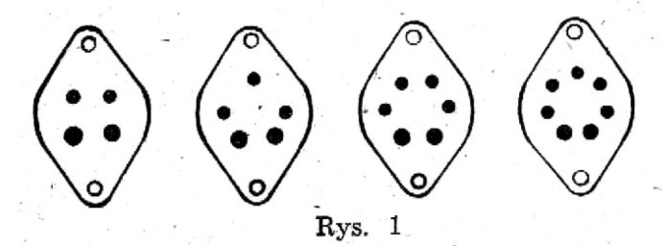
Lampa 25Z5. Liczba 25 określa napięcie żarzenia 25 V, litera Z lampę prostowniczą, końcowa liczba 5 wskazuje, że lampa ma 5 czynnych elementów, 2 anody, 2 katody, 1 wspólny grzejnik.

Jak z powyższego opisu widać, amerykański sposób określania bynajmniej nie jest prosty i przejrzysty, pod tym względem ustępuje określeniom europejskim.

COKOŁY LAMP

Równolegle z nowymi konstrukcjami i powiększaniem elektrod lamp, szły prace nad ulepszeniem cokołów. W dzisiejszym stanie odróżnić możemy następujące typy cokołów:

1) standart 4-ro nóżkowy,
2) standart 5-cio nóżkowy,
3) standart 6-cio nóżkowy,
4) standart 7-mio nóżkowy, (mały),
5) standart 7-mio nóżkowy (duży), } rys. 1
6) Cokół oktalowy 8-mio nóżkowy, rys. 2
7) Cokół loktalowy 8-mio nóżkowy, rys. 3
8) Cokół „Miniatur" 7-mio nóżkowy, rys. 4
9 Cokół „Junior" 5-cio nóżkowy.

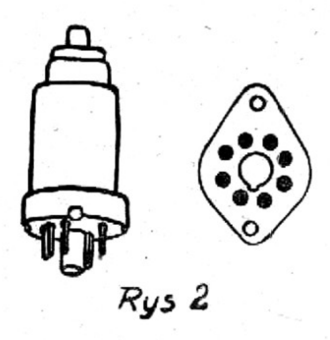


Rys. 1

Cokoły od 1 do 5 stosowane były w starych typach lamp, są też dzisiaj w niektórych lampach oscylograficznych i nadawczych. W cokołach tych, nóżki połączone z włóknem (grzejnikiem) posiadają większą średnicę.

COKÓŁ OKTALOWY („OCTAL") rys. 2

Cokół ten posiada 8 nóżek jednakowej średnicy umieszczonych w jednakowej od siebie odległości. O ile na zewnątrz wyprowadzonych jest



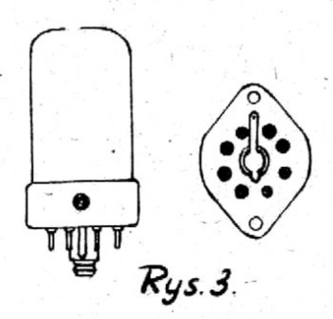
Rys 2

mniej niż 8 elementów, nóżki zbędne są opuszczane, przy czym rozstawienie pozostałych nie zmienia się. W środku cokołu znajduje się słupek centrujący z odpowiednim występem. W ten sposób ustalone jest prawidłowe włożenie lampy do podstawki.

COKÓŁ LOKTALOWY. (Lock—in, Loktal) rys. 3

Konstrukcja ta wprowadziła nowe ulepszenia w dziedzinie lamp. Elektrody lampy są bezpośrednio umocowane na nóżkach wtopionych w szklany cokół.

Cokół loktalowy tworzy jedną całość z bańką szklaną, w ten sposób odpada dodatkowy cokół i połączenia do niego.



Rys. 3.

Dolna część lampy otoczona jest metalową obrączką z której wychodzi słupek centrujący, zaś zakończenie słupka posiada wgłębienie w które wchodzi uchwyt sprężynowy podstawki. Lampa w podstawce jest dzięki temu mocno uchwycona. Taka konstrukcja daje następujące zalety:

a) Lampy mogą pracować w odbiornikach narażonych na wstrząsy i być zamontowane cokołem do góry bez obawy o wypadnięcie z podstawki,

b) Dzięki małym wymiarom i wadze doskonale nadaje się do przenośnych urządzeń,

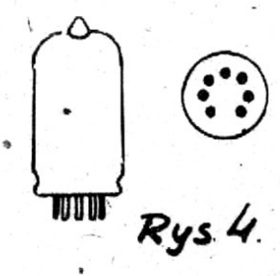
c) Wyprowadzenie siatki w cokole pozwala na skrócenie długich przewodów, które w innych typach prowadziły do zacisku na szczycie bańki,

d) Wykonanie sokołu z odpowiedniego szkła pozwala na zmniejszenie strat w izolacji zwłaszcza przy wysokich częstotliwościach; krótkie połączenia zmniejszają indukcyjność doprowadzeń i pojemność międzyelektrodową.

Ostatnia seria lamp bateryjnych europejskich D-25 jest również w ten sposób wykonana.

COKÓŁ „MINIATUR" rys. 4

Seria lamp bateryjnych (1 R5, 1 S4, 1 S5, 1 T4) o maksymalnej długości całkowitej



Rys. 4.

około 54 mm, średnicy ok. 19 mm, posiada cokół z 7-mioma nóżkami wtopionymi w szkło podobnie jak typ loktalowy.

COKÓŁ „JUNIOR"

Specjalna seria lamp miniaturowych stosowana w bardzo małych urządzeniach np. „kostki" — kieszonkowe odbiorniki ang. ze zrzutów

Ogólny przegląd lamp amerykańskich.

Poniższe tabele podają zestawienie lamp zgrupowanych według napięć żarzenia i zastosowania.

Zastosowanie / Napięcie żarzenia volt	1.4	2.0	2.5 – 5.0	6.3 – 7.0	12.6 – 117
Diody i lampy prostownicze					
Diody – pojedyncze	1AC				
Diody – podwójne				6H6 7A6	12H6
Lampy prostownicze – jednokierunkowe				1-V	12Z3 35Z3 35Z4-GT 35Z5-GT/G 45Z3 45Z5-GT
Lampy prostownicze – jednokierunkowe z lampą końcową strumieniową					32L7-GT 70L7-GT 117L/M7-GT 117N7-GT 117P7-GT
Lampy prostownicze – jednokierunkowe z pentodą końcową					12A7 25A7-GT/G
Lampy prostownicze – dwukierunkowe – próżniowe			5T4 5U4-G 5X4-G 5Z3 5W4 5Y3-GT/G 5Z4 5Y4-G 80 5V4-G 83-V	5X5 84 6Y5 6Z5 6ZY5-G 7Y4	
Lampy prostownicze – dwukierunkowe – z parą rtęci			82 83		
Lampy prostownicze – dwukierunkowe – gazowana	zimna katoda		0Z4		
Lampy prostownicze – podwajacze napięcia					25Z5 25Z6 25Y5 50Y6-GT/G 50Z7-G 117Z6-GT/G
Lampy wzmacniające z diodami	1H5-GT/G				
Dioda – z triodą o dużym „K"	1LH4				
Dioda – z triodą o dużym „K" i pentodą wys. częstotl.	3A8-GT				
Dioda – z triodą o średnim „K" i pentodą końcową	1D8-GT				
Dioda – z pentodą	1S5				
Dioda – z pentodą końcową	1N6-G				
z triodą o średnim „K"		1B5 1H6-G	55	6SR7 6R7 6ST7 6V7-G 85 6C7 7E6	12SR7
z triodą o dużym „K"			2A6	6SQ7 6Q7 6B6 6T7 75 7B6 7C6	12SQ7 12Q7
z pentodą		1F6 1F7-G	2B7	6B8 6B7 6SF7 7E7	12C8 12SF7
Lampy dla przemiany częstotliwości, mieszające – Pentagrid	1A7-GT/G 1R5 1B7-GT 1LA6	1C7-G 1C6 1D7-G 1A6	2A7	6SA7 6A8 6D8-G 6A7 6A7S 7B8 7Q7	12SA7 12A8
Trioda - Heksoda				6K8	12K8
Trioda - Heptoda				6J8-G 7J7	
Oktoda				7A8	
Pentagrid - mieszacz				6L7	

Zastosowanie \ Napięcie zarzenia volt	1.4	2.0	2.5 - 5.0	6.3 - 7.0	126 - 117
Lampy wzmacniające detektory i oscylatory — Triody — średni „K" — pojedyncze	1G4-GT/G	1H4-G 30	27 56 485	6C5 6J5 7A4 6P5-GT/G 76 6L5-G 6AE5-GT/G 37	12J5-GT
podwójne	3A5•			6C8-G 6F8-G 6J6 6SN7-GT	12AH7-GT 12SN7-GT
dwuanodowe				6AF6-G	
z 2 siatkami sterującemi				6AE7-GT	
z końcową pentodą				6AD7-G	
z diodą, pentodą końcową	1D8-GT				
Triody — duży „K" — pojedyncze				6SF5 6F5 6K5 7B4	12SF5 12F5-GT
podwójne				6SC7 7F7 6SL7-GT	12SC7 12SL7-GT
z diodą, pentodą wys. częst.	3A8-GT•				
Tetrody — selektoda		1D5-GT	35		
Tetrody — zwykła		32	24-A	36	
Pentody — Selektoda	1T4 1P5-GT	1D5-GP 1A4-P 34	58	6SS7 6SK7 6K7 78 6U7-G 6D6 6E7 6W7-G 39/44 7A7 6AB7 6AC7 7H7 7B7	12SK7 12K7 14K7 14A7 12B7
selektoda + trioda				6F7 6P7-G 6SG7	12B8-GT 12SG7 25B8-GT
zwykła	1N5-GT/G 1L4 1LN5	1E5-GP 1B4-P 15	57	6AG5 6SH7 •6SJ7 6J7 6D7 77 6C6 7C7 7G7 1232	12SH7 12SJ7 12J7-GT
z diodą i triodą	3A8-GT•				
Wzmacniacze mocy — Mały „K" — pojedyncze		31	2A3 45 183/483	6A3 6B4-G	
podwójne				6E6	
duży „K" — pojedyncze		49	46	6AC5-GT/G 6C4	25AC5-GT/G
podwójne	1G6-GT/G	1J6-G 19	53	6N7 6A6 6Y7-G 79 6Z7-G	
bez lampy prostown.	1Q5-GT/G 3Q5-GT/G• 1T5-GT			6L6 6V6 6Y6-G 7A5 7C5	25L6 25C6-G 35A5 35L6-GT/G 50L6-GT
z lampą prostown					32L7-GT 70L7-GT 117L/M7-GT 117N7-GT 117P7-GT
Pentody — pojedyncze	1A5-GT/G 1S4 3S4• 1C5-GT/G 1LA4 1LB4 3A4• 3Q4•	1F5-G 1F4 1G5-G 1J5-G 33	2A5 47 59	6F6 42 6K6-GT/G 41 6G6-G 38 6A4 89 7B5	12A5 25A6 43 25B6-G
podwójne		1E7-G••			
z diodą i triodą	1D8-GT				
z triodą o średnim „K"				6AD7-G	
z lampą prostowniczą					12A7 25A7GT/G
do telewizji				6AG7	
Dla wzmacniaczy bezpośr. sprzężonych				6B5 6N6-G 6AB5/6N5	25B5 25N6-G
Magiczne oka — pojedyncze			2E5	6E5 6U5/6G5	
podwójne bez triody				6AD6-G 6AF6-G	
trioda gazowana			2A4-G		

Znaczenie odnośników

• włókno łączone szeregowo - 2.8 volt.

•• dwie lampy 1F5-G w jednej lampie

Lampy amerykanskie

o napięciu żarzenia 1.4 i 2.0 volt.

Typ	Rodzaj lampy	Zastosowanie	Cokół	U_f volt	J_f Amp.	U_a V	U_{s1} (U_{sa}) V	U_{s2} V	U_{s3} (U_{s3+5}) V	J_a mA	J_{s2} (J_{s3+5}) mA	S (Sc) mA/V	K V/V	Ri Ω. Meg.	Ra Ω	Pa W	Pw W	Uwagi
1A4	3	1	19	2.0	0.06	180	-3	67.5	—	2.3	0.7	0.75	525	0.7	—	—	—	
1A5G	4	9	20	1.4	0.05	85	-4.5	85	—	3.5	0.7	0.8	240	0.3	25000	—	0.1 (10)	
1A6	6	2+3s	21	2.0	0.06	135	-3	135	67.5	1.2	2.5	0.275	—	0.4	—	—	—	
1A7G	6	2+3s	22	1.4	0.05	90	0	90	90	0.6	0.65	0.125	—	—	—	—	—	
1B4	3	1	19	2.0	0.06	180	-3	67.5	—	1.7	0.4	0.65	740	—	—	—	—	
1B5-25S	1+1+2	6+6+7	23	2.0	0.06	135	-3	—	—	0.8	—	0.5+5	20	—	—	—	—	
1B7-G	6	2+3	22	1.4	0.1	90	0	90	45	1.5	1.3	0.35	—	—	—	—	—	
1B83T	1+2+3	6+7+9	24	1.4	0.1	90 90	0 -6	trioda 90	— —	0.15 6.3	— 1.4	0.275 1.15	—	—	14000	—	0.21 (5)	Strumieniowa
1C5G	4	9	20	1.4	0.1	90	-9	90	—	6.0	1.4	1.55	180	115000	8000	—	0.24 (10)	
1C6	6	2+3s	21	2.0	0.12	135	-3	135	67.5	1.3	2.0	0.3	—	—	—	—	—	
1C7-G	6	2+3	22	2.0	0.12	135	-3	135	67.5	1.3	2.0	0.3	—	—	—	—	—	
1D5G	3	1s	25	2.0	0.06	180	-3	67.5	—	2.3	0.7	0.75	720	—	—	—	—	
1D7G	6	2+3s	22	2.0	0.06	135	-3	135	67.5	1.2	2.5	0.275	—	—	—	—	—	
1D8GT	1+2+4	6+7+9	26	1.4	0.1	90	0	trioda	—	1.1	—	0.575	25	—	—	—	—	
1E4G	2	7	27	14	0.05	90 90	-9 -3	90 —	— —	5 1.5	1 —	0.925 0.825	— 14	200000	12000	—	0.2 (5)	
1E5G	3	1	25	2.0	0.06	180	-3	67.5	—	1.7	0.4	0.65	780	—	—	—	—	
1E7G	4+4	9+9	28	2.0	0.24	135	-4.5	135	—	7.5	2.1	1.6	350	220000	24000 (2)	—	0.65 (5)	
1F4	4	9	29	2.0	0.12	135	-4.5	135	—	8	2.6	1.7	360	200000	16000	—	0.34 (10)	
1F5G	4	9	20	2.0	0.12	135	-4.5	135	—	8	2.6	1.7	360	200000	16000	—	0.34 (10)	
1F6	1+1+4	6+6+7	30	2.0	0.06	180	-1.5	67.5	—	2	0.6	0.65	650	—	—	—	—	
1F7G	1+1+4	6+6+7	31	2.0	0.06	180	-1.5	67.5	—	2	0.6	0.65	650	—	—	—	—	
1G4G	2	2, 4T	27	1.4	0.05	90	-6	—	—	2.3	—	0.825	8.8	—	—	—	—	
1G5G	4	9	20	2.0	0.12	90	-6	90	—	8.5	2.7	1.5	200	135000	8500	—	0.3 (9)	
1G6G	2+2	10+10(B)	32	1.4	0.1	90	0	—	—	14	—			—	12000 (2)	—	0.675 (10)	
1H4G	2	4T, 7T	27	2.0	0.06	180	-13.5	—	—	3.1	—	0.9	9.3	—	—	—	—	
1H5G	1+2	6+7R	33	1.4	0.05	90	0	—	—	0.15	—	0.275	65	—	—	—	—	
1H6G	1+1+2	6+6+7R	34	2.0	0.06	135	-3	—	—	0.8	—	0.575	20	—	—	—	—	
1J5G	4	9	20	2.0	0.12	135	-16.5	135	—	7	2	0.95	100	10000	13500	—	0.45 (10)	
1J6G	2+2	10+10(B)	32	2.0	0.24	135	-0	—	—	10	—	—	—	—	10000 (2)	—	2.1 (10)	
1LA4	4	9	35	1.4	0.05	90	-4.5	90	—	4	0.8	0.85	—	—	25000	—	0.115	
1LA6	6	2+3	36	1.4	0.05	90	0	90	45	0.55	0.6	0.25	—	—	—	—	—	
1LB4	4	9	35	1.4	0.05	90	-9	90	—	5	1.0	0.925	—	—	12000	—	0.2	
1LB6	6	2+3	37	1.4	0.05	90	0	90	67.5	0.4	2.2	0.1	—	—	—	—	—	
1LC5	4	1s	38	1.4	0.05	90	0	45	—	1.15	0.2	0.775	—	—	—	—	—	
1LC6	6	2+3	36	1.4	0.05	90	0	90	35	0.75	0.7	0.275	—	—	—	—	—	
1LD5	1+4	6+1	39	1.4	0.05	90	0	45	—	0.6	0.1	0.575	—	—	—	—	—	
1LE3	2	4, 7T	40	1.4	0.05	90	-3	—	—	1.4	—	0.76	14.5	—	—	—	—	
1LH4	1+2	6+7R	41	1.4	0.05	90	0	—	—	0.15	—	0.275	65	—	—	—	—	
1LN5	4	1	38	1.4	0.05	90	0	90	—	1.6	0.35	0.8	880	—	—	—	—	
1N5G	4	1	42	1.4	0.05	90	0	90	—	1.2	0.3	0.75	1125	—	—	—	—	
1N6G	1+4	6+9	43	1.4	0.05	90	-4.5	90	—	3.1	0.6	0.8	—	300000	25000	—	0.1 (7)	
1P5G	4	1s	42	1.4	0.05	90	0	90	—	2.3	0.7	0.8	640	—	—	—	—	
1Q5G	3	9	44	1.4	0.1	90	-4.5	90	—	9.5	1.6	2.1	—	90000	8000	—	0.27 (10)	Strumieniowa
1R5	6	3	45	1.4	0.05	90	0	90	45	0.8	1.8	0.25	—	—	—	—	—	
1S4	4	9	46	1.4	0.1	45	-4.5	45	—	3.8	0.8	1.25	—	250000	8000	—	0.065 (10)	
1S5	1+4	6+7	47	1.4	0.05	45	0	45	—	1.2	0.3	0.525	—	—	—	—	—	
1SA6GT	4	1	48	1.4	0.05	90	0	67.5	—	2.45	0.68	0.97	—	—	—	—	—	
1SB6GT	1+4	6+7	49	1.4	0.05	90	0	67.5	—	1.45	0.38	0.665	—	—	—	—	—	
1T4	4	1	50	1.4	0.05	90	0	45	—	2.0	0.65	0.75	—	—	—	—	—	
1T5GT	4	9	20	1.4	0.05	90	-6	90	—	6.5	1.4	1.15	—	140000	12000	—	0.17 (7.5)	

z czaców okupacji), posiadają cokół 5-cio nóżkowy. Napięcie żarzenia 1,25 Volt.

Na naszym rynku znajdują się między innymi lampy amerykańskie z nomenklaturą wojskową VT...

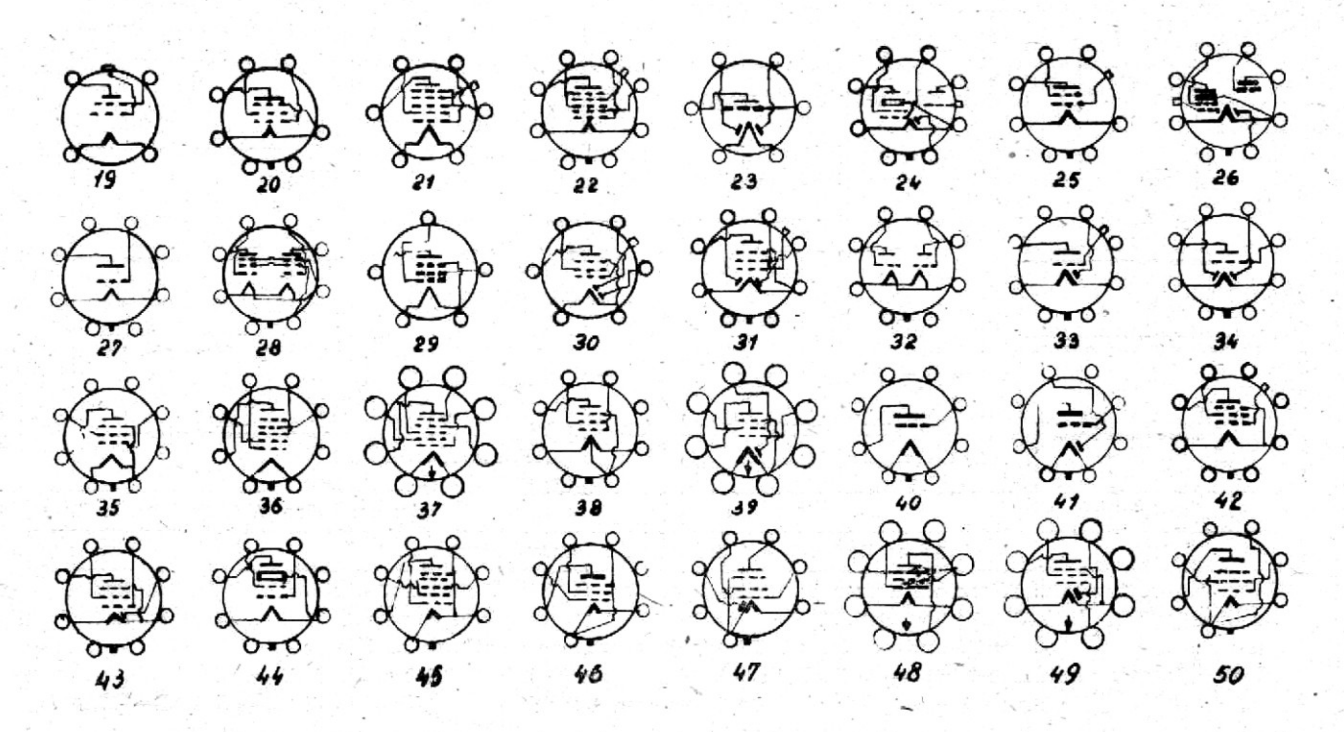
Poniżej podajemy tabele odpowiedników wg. RMA.

VT1 — —	VT39A — 869A	VT65 — 6C5
VT2 — —	VT40 — 40	VT66 — 6F6
VT4-B — 211	VT41 — 851	VT67—Special 80
VT4-C — —	VT42A — 872A	VT68 — 6B7
VT5 — WE215A	VT43 — 845	VT69 — 6D6
VT7 — WX-12	VT44 — 32	VT70 — 6F7
VT17 — 860	VT45 — 45	VT72 — 842
VT19 — 861	VT46-A — 866A,866	VT73 — 843
VT22 — 204A	VT47 — 47	VT74 — 5Z4
VT24 — 884	VT48 — 41	VT75 — 75
VT25 — 10	VT49 — 39,44	VT76 — 76
VT26 — 22	VT50 — 50,585,586	VT77 — 77
VT27 — 30	VT51 — 841	VT78 — 78
VT28 — 24A,24	VT52 — 45 Special	VT80 — 80
VT29 — 27	VT54 — 34	VT83 — 83
VT30 — 01A,01	VT55 — 865	VT84—84,98,6Z4
VT31 — 31	VT56 — 56	VT86 — 6K7
VT33 — 33	VT57 — 57	VT86A — 6K7G
VT34 — 207	VT58 — 58	VT87 — 6L7
VT35 — 35,51	VT60 — 850	VT87A — 6L7G
VT36 — 36A,36	VT62 — 801	VT88 — 6R7
VT37 — 37,37A	VT63 — 46	VT88A — 6R7G
VT38 — 38,38A	VT64 — 800	VT89 — 89

VT90 — 6H6	VT106 — 803	VT121 — 955
VT91 — 6J7	VT107A — 6V6GT	VT124—1A5GT
VT91A — 6J7GT	VT107 — 6V6	VT125—1C5GT
VT92 — 6Q7	VT108 — Eimac 450th	VT126 — 6X5
VT93 — 6B8	VT109 — 2051	VT127 — Eimac 100TS
VT94 — 6J5	VT111 — 5BP4	VT128 — A5588
VT94A — 6J5G	VT112 — 6AC7	VT129 — 304TL
VT96 — 6N7	VT114 — 5T4	VT130 — 250TL
VT97 — 5W4	VT115 — 6L6	VT131 — 12SK7
VT98 — 6U5,6G5	VT116 — 6SJ7	VT132 — 12K8
VT99 — 6F8G	VT117 — 6SK7	VT133 — 12SR7
VT100 — 807	VT118 — 832	VT134 — 12A6
VT101 — 837	VT119 — 879	VT135—12J5GT
VT103 — 6SQ7	VT120 — 954	VT136 — 1625
VT104 — 12SQ7		
VT105 — 6SC7		

VT137 — 1626	VT154 — GL814	VT169 — 1208
VT138 — 1629	VT155 — 160-Zarezerwowane na specjalne typy	VT170 — 1E5GP
VT139 — VR-150-30		VT171 — 1R5
VT140 — R-1626		VT172 — 1S5
VT140 — R-1628		VT173 — 1T4
VT144 — 813		VT174 — 3S4
VT145 — 5Z3	VT161 — 12SA7	VT175 — 1613
VT146 — 1NSGT	VT162 — 12SJ7	VT177 — 1LH4
VT146 — 1N5GT	VT163 — 6C8G	VT178 — 1LC6
VT149 — 3A8GT	VT164 — 1619	VT179 — 1LN5
VT150 — 6SA7	VT165 — 1624	VT180 — 3LE4
VT151 — 6A8G	VT166 — 371A	VT181 — 7Z4
VT152 — 6K6GT	VT167 — 6K8	VT182 — 1291
VT153 — 12C8 Special	VT168 — —	VT183 — 1294

F. M.



Nomogram Nr 2

Obliczanie uzwojeń

(Ilość zwojów — objętość—długość uzwojenia).

Przy obliczaniu wszelkiego rodzaju uzwojeń (transformatory n. cz., dławiki, cewki masowe i t. p.) konstruktor musi nieraz rozwiązywać cały szereg problemów związanych z wymiarami okna w rdzeniach, rodzajem przewodnika, ciężarem i długością.

Poniżej podajemy nomogram określający ilość zwojów przypadających na 1 cm² w zależności od rodzaju przewodnika, oraz długość uzwojenia w zależności od jego objętości.

Ostatnia zależność jest określona na podstawie równania.

Oznaczenia:

$$l = \frac{v \cdot N'}{100}$$

l = długość uzwojenia w m.
v = objętość uzwojenia w cm³
N' = ilość zwojów przypadających na 1 cm² przekroju uzwojenia,
d = średnica przewodnika w mm.
E = przewodnik emaljowany,
1×J = „ izolowany jeden raz jedwabiem,
2×J = przewodnik izolowany dwa razy jedwabiem,
1×B = przewodnik izolowany jeden raz bawełną
2×B = przewodnik izolowany dwa razy bawełną

Posługiwanie się nomogramem:

1. Znajdujemy krzywą określającą rodzaj przewodnika (lewa część nomogramu).
2. Szukamy punktu przecięcia się krzywej (1) z linią pochyłą dla danej średnicy przewodnika.
3. Od tego punktu prowadzimy linię poziomą do skali N; na tej skali odczytujemy ilość zwojów przypadających na każdy cm² przekroju uzwojenia.

Przykład: Dławik powinien mieć 15000 zwojów, okno w rdzeniu posiada wymiary 2 × 3,5 = = cm². Należy znaleść odpowiedni przewodnik.

Rozwiązanie. Odliczając na szpulkę i izolację 1 cm² pozostaje nam do dyspozycji 6 cm². Przy 15000 zwojach, na każdy cm² wypadnie N' = $= \frac{15000}{6}$ = 2.500 zwojów. Znajdujemy na skali N' punkt 2500 i prowadzimy w lewo linię poziomą, która zkolei przetnie nam krzywe określające rodzaj izolacji przewodnika. Z punktów przecięcia znajdujemy średnicę przewodnika.

a) **Przewód emaliowany:**
punkt przecięcia określa średnicę 0,16 mm.

b) **Przewód izolowany** 1×Jedwab — 0,14 mm.

c) **Przewód izolowany** 2×Jedwab — 0,11 mm.

d) Przewód izolowany bawełną nie może dać 2500 zwojów na 1 cm².

Typ izolacji wybieramy w zależności od warunków pracy (nagrzanie, dopuszczalne napięcie i t. d.).

Druga część nomogramu określa nam długość przewodnika w zależności od objętości (v) i ilości zwojów na 1 cm² (N').

Przykład. Dla przewodnika z pierwszego przykładu dającego 2500 zw/1 cm² uzwojenie (określa się z konstrukcji) powinno mieć n. p. 120 cm³ objętości. Należy wyznaczyć długość uzwojenia w m.

Rozwiązanie: łączymy punkt 2500 na skali N' z punktem 120 na skali v. Przecięcie tej prostej ze skalą 1 daje wynik 3000 m.

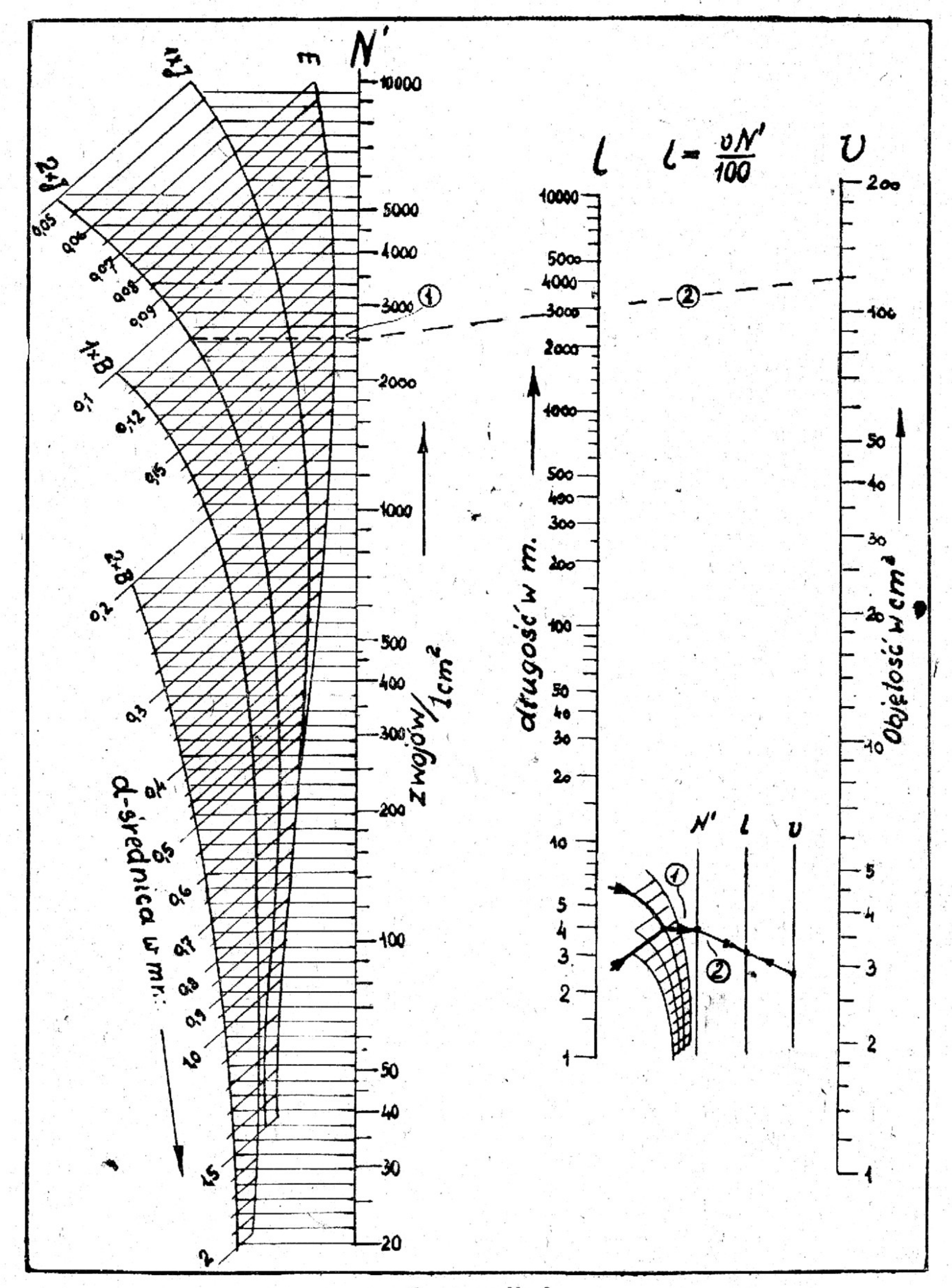


Redaguje Komitet — Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

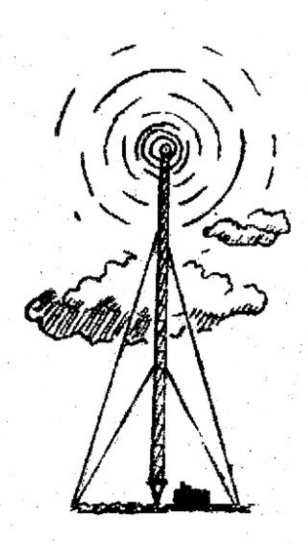
Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 300. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 50.—

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., 1/2 kol. — 5.000 zł., 1/4 kol. — 3.000 zł., 1/8 kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty. B—06790



Nomogram Nr. 2



Drukarnia "Książka" , Warszawa , Smolna 12